l'antenna

Spedizione in abbonamento postale - Gruppo III
Anno XXIII - Agosto 1951
NUMERO 8
LIRE 250

PHILIPS
Rimlock serie E
ECH 42 Triodo - esodo
V_f = 6.3V
I_f = 0.23A
Convertitore di frequenza (parte esodo)
V_b = 250V
R_1 = 27kΩ
R_2 = 27kΩ
R_{g3+gT} = 47kΩ
V_{g1} = −2V
I_a = 3.0
I_{g2+g4} = 3.0
I_{g3+gT} = 0.2
S_c = 0.75mA/V
R_i = 1MΩ
V_{osc} 8V_{eff}
Oscillatore (parte triodo)
V_b = 250 V
R_a = 33kΩ
R_{g3+gT} = 47kΩ
V_{osc} = 8 V_{eff}
I_a = 4.8
I_{g3+gT} = 0.2
S_o = 2.8mA/V
S_{eff} = 0.55mA/V
μ = 22
EF 41 Pentodo a pendenza variabile
V_f = 6.3 V
I_f = 0.2 V
Amplificatore A.F. o M.F.
V_a = 250 V
R_{g2} = 90 kΩ
V_{g1} = −2.5 V
I_a = 6
I_{g2} = 1.7
S = 2.2 mA/V
R_i = 1.0 MΩ
C_{ag1} < 0.002 pF
EBC 41 Doppio diodo triodo
V_f = 6,3V
I_f = 0.23A
Caratteristiche tipiche
V_a = 250V
V_g = −3V
I_a = 1
S 1.2mA/V
R_i = 58 kΩ
μ = 70
Amplificatore B.F.
V_b = 250V
R_a = 0.22MΩ
R_k = 1.8kΩ
I_a = 0.7
g = 51
EL 41 Pentodo finale
V_f = 6.3V
I_f = 0.71A
Amplificatore d'uscita classe A
V_a = 250 V
V_{g2} = 250 V
R_k = 170 Ω
I_a = 36
I_{g2} = 5.2
S = 10 mA/V
R_i = 40 kΩ
R_a = 7 kΩ
W_a = 9 W
W_o = 4.8 W
Amplificatore push-pull classe AB
V_a = 250 V
V_{g2} = 250 V
R_k = 75 Ω
I_{amin} = 2×36
I_{amax} = 2×39.5
I_{g2min} = 2×5.2
I_{g2max} = 2×8
R_{aa} = 7 kΩ
W_o = 9.4 W
AZ 41 Raddrizzatore per due semionde
V_f = 4 V
I_f = 0,75A
Raddrizzatore
V_{tr} = 2 × 500 V_{eff}
= 2 × 400 V_{eff}
= 2 × 300 V_{eff}
I_o = max. 60
= max. 60
= max. 70
C_{filt} = max. 50 μF
La serie più apprezzata per apparecchi di qualità
Rimlock "Miniwatt"

— La FIRE crede di si!

QUALITA'

PREZZO

Fabbrica It. Resistenze Elettriche
Ufficio Vendita
Milano
Via Sanremo 16 - Tel. 53176

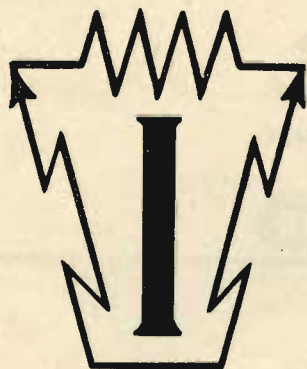
— Voi cosa ne pensate? Ma!

— Chiedete campioni e preventivi e potrete giudicare

L'AUTORADIO
Condor S 5-A
Condor

Mod. I - 2500

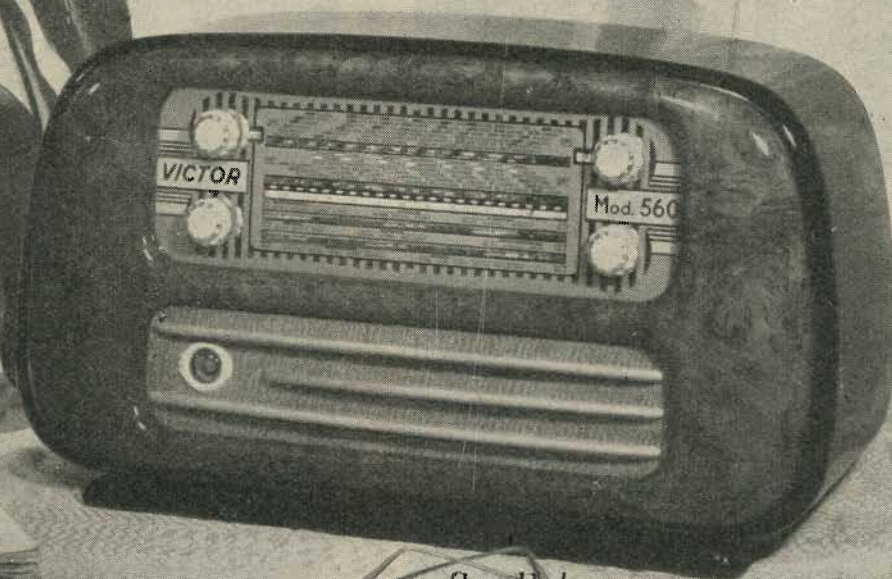
Il radioricevitore Famigliare

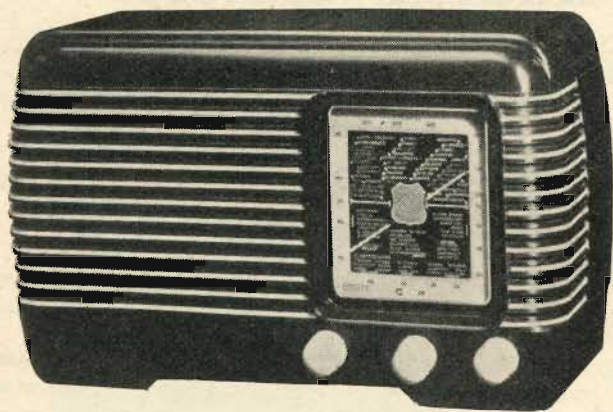
- 5 valvole
- 2 gamme d'onda
- 6 circuiti accordati
- 3 Watt di potenza
- Mobile di materia plastica
- Alimentazione con corrente alternata a 125 - 140 - 160 Volt.
- Ampia scala in cristallo
- Dimensioni : cm. 36 x 18 x 12.

ITELECTRA

MILANO - VIA VIMINALE, 6 - TEL. 29.37.98

VICTOR

VICTOR

Mod. 560

erre - erre S. a R. L.

VIA ELBA, 16 - MILANO - TELEFONO 4.43.23

La ditta **F. A. R. E. F.** è lieta di annunciare che una nuova creazione si aggiunge alla catena dei suoi modelli:

GEMMA

l' apparecchio di classe.

GEMMA

l' apparecchio portatile.

GEMMA

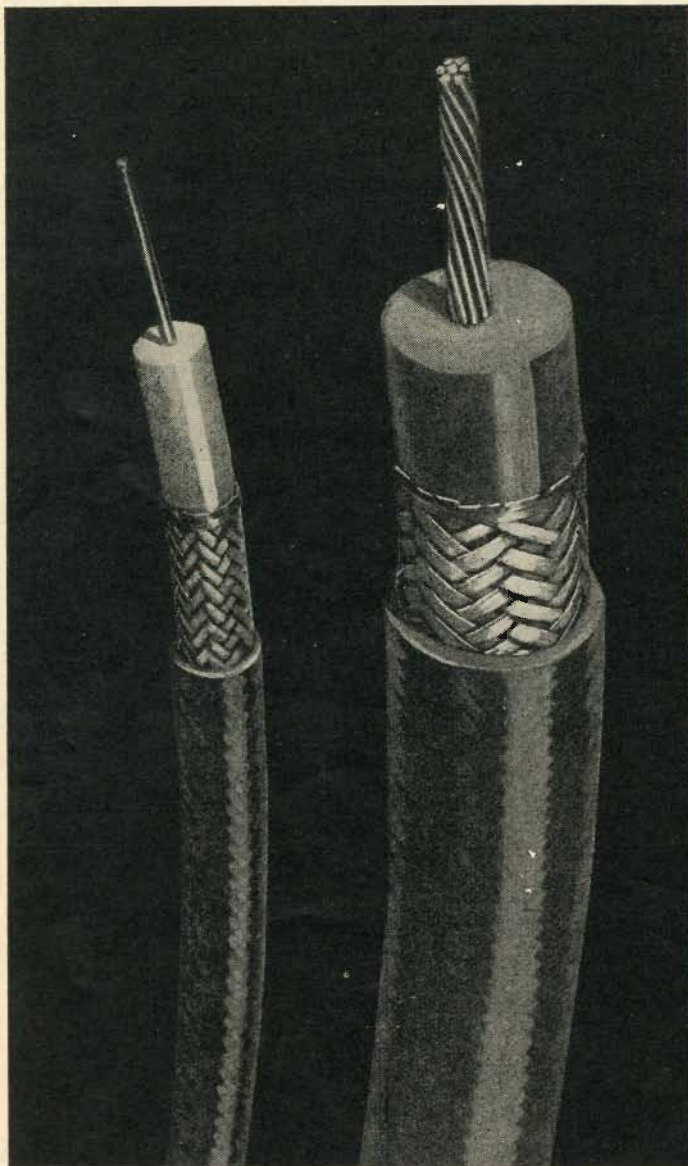
l' apparecchio al prezzo più conveniente.

Supereterodina a 5 valvole Rimlock (UCH41 - UAF42 - UAF42 - UL41 UY41) - 2 gamme d'onda - altoparlante in Alnico V° - Alimentazione con autotrasformatore - Tensioni primarie 110, 125, 140, 160, 220 Volt Mobile in Backelite stampata in colori: Amaranto, Avorio e Grigio perla Dimensioni 25 X 10 X 15 cm. - Quadrante 7,5 X 8,2 di facile lettura Telaio e scala in ferro stagnato - Variabile Philips

---

MILANO - Largo La Foppa 6
Tel. 63. 11. 58

F.A.R.E.F.

Via S. Domenico 25 - **TORINO**
Tel. 8. 55. 26

SALDA IN
8"
Studio BARALE
PREZZO
L. 2.900
$ 5
ELETTROSALDATORE
ISTANTANEO
PRODOTTO SU
BREVETTO
UNIVERSALDA
Via S. Donato 82 • Telef. 76.406 • TORINO

l'antenna

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

8

AGOSTO 1951

XXIII ANNO DI PUBBLICAZIONE

Direzione, Redazione, Amministrazione e Uffici Pubblicitari:

VIA SENATO, 24 - MILANO - TELEFONO 70-29-08 - C.C.P. 3/24227

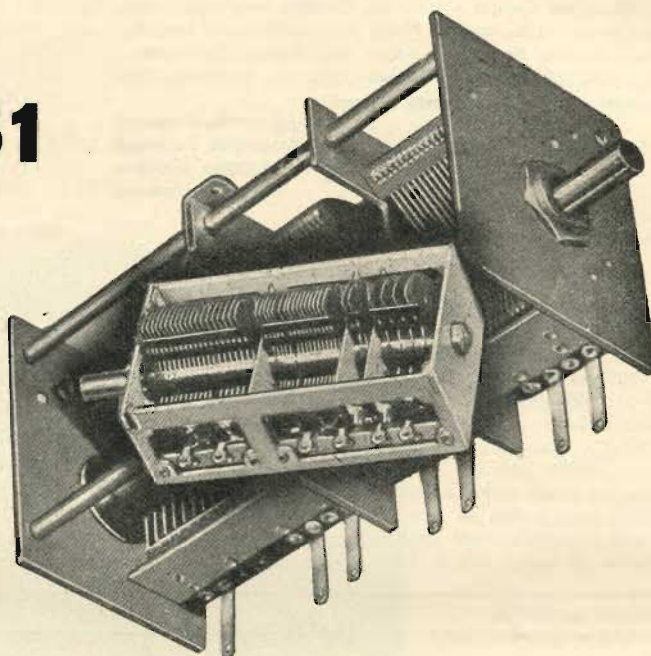
La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica **« l'antenna »** si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato costa **L. 250;** l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 2500 più 50** (2 % imposta generale sull'entrata); estero **L. 5000 più 100.** Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. 50, anche in francobolli.

La collaborazione dei lettori è accettata e compensata. I manoscritti non si restituiscono per alcun motivo anche se non pubblicati. La responsabilità tecnica scientifica di tutti i lavori firmati spetta ai rispettivi autori, le opinioni o le teorie dei quali non impegnano la Direzione.

In questo fascicolo:

IL MICROVARIABILE UNIVERSALE

per radioricevitori a modulazione di ampiezza e di frequenza

EC 3451

Questo nuovo condensatore variabile della nota serie **EC 3451 universale** è realizzato con telaio in ferro nelle dimensioni unificate di mm. 36 x 43 x 81 e costruito nei seguenti modelli:

MODELLO	CAPACITÀ pF
EC 3451.41	2x(130+300)+2x20
EC 3451.42	2x (77+353) +2x20
EC 3451.43	2 x 430 + 2 x 20

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

LA SINCRONIZZAZIONE DELL' IMMAGINE

ANTONIO NICOLICH

(PARTE UNDECIMA)

CIRCUITI ELETTRICI PER LA SINCRONIZZAZIONE DEGLI OSCILLATORI A DENTI DI SEGA NEI RICEVITORI TELEVISIVI

10. - In fig. 34 è riportato un circuito americano molto interessante per la sincronizzazione di linea, mentre nei riguardi della parte relativa al verticale è del tutto comune.

Il segnale rivelato viene applicato con la polarità indicata alla griglia dell'ultimo stadio amplificatore video costituito dalla prima 6K6GT, dal cui circuito anodico si ricava il segnale completo video-sincro da applicare alla griglia unitamente alla polarizzazione variabile manualmente mediante il controllo di brillantezza (potenziometro 50 kohm) e alla componente c.c. ripristinata dal diodo (una sezione di una valvola 6AL5) derivato sul resistore da 1 Mohm facente parte del circuito anodico.

(N.d.R.) La numerazione delle figure e delle formule continua quella dei precedenti articoli ai quali si rinvia il Lettore per ogni e qualsiasi riferimento. Gli articoli suddetti sono apparsi nei seguenti articoli della Rivista:
parte prima: XXII - 9 Settembre 1950 - pagg. 189 e segg.;
parte seconda: XXII - 10 - Ottobre 1950 - pagg. 213 e segg.;
parte terza: XXII - 11 - Novembre 1950 - pagg. 237 e segg.;
parte quarta: XXII - 12 - Dicembre 1950 - pagg. 261 e segg.;
parte quinta: XXIII - 2 - Febbraio 1951 - pagg. 25 e segg.;
parte sesta: XXIII - 3 - Marzo 1951 - pagg. 45 e segg.;
parte settima: XXIII - 4 - Aprile 1951 - pagg. 65 e segg.;
parte ottava: XXIII - 5 - Maggio 1951 - pagg. 89 e segg.;
parte nona: XXIII - 6 - Giugno 1951 - pagg. 121 e segg.
parte decima: XXIII - 7 - Luglio 1951 - pagg. 145 e segg.

Segue uno stadio invertitore da fase (6SK7), per modo che è possibile applicare alla griglia del separatore del sincro dal video-immagine 6SH7 il segnale completo con i picchi degli impulsi rivolti verso l'alto, tali cioè da permettere il passaggio di corrente solo in loro corrispondenza, mentre il video risulta eliminato perchè la 6SH7 viene interdetta da quest'ultimo. Il sincro subisce una amplificazione da parte del successivo stadio costituito da una sezione del doppio triodo 6SN7GT; dalla placca di esso si ricava il puro sincro di polarità corretta, entrante nel triplo circuito integratore, già noto per quanto detto più volte in precedenza; all'uscita di questo filtro è presente l'impulso sincronizzante verticale della ben nota forma grossolanamente triangolare, che viene iniettato sulla griglia dell'oscillatore bloccato verticale 6J5, la cui frequenza propria è regolata coll'indicato potenziometro da 1 Mohm e dal cui catodo si rileva il dente di sega per l'alimentazione dello stadio finale verticale non rappresentato in figura.

Il circuito di sincronizzazione orizzontale è, come si è sopra annunciato, assai originale. In luogo di sincronizzare un oscillatore bloccato, come d'uso, si sincronizza, coi segnali di linea ricavati sulla placca della 6SN7GT, un oscillatore di tipo classico Hartley accordato alla frequenza di linea e controllato da un tubo a reattanza, che modifica le costanti del circuito oscillatorio in funzione della sua polarizzazione a sua volta dipendente dal disaccordo fra l'oscillazione dello Hartley ed il segnale di sincronizza-

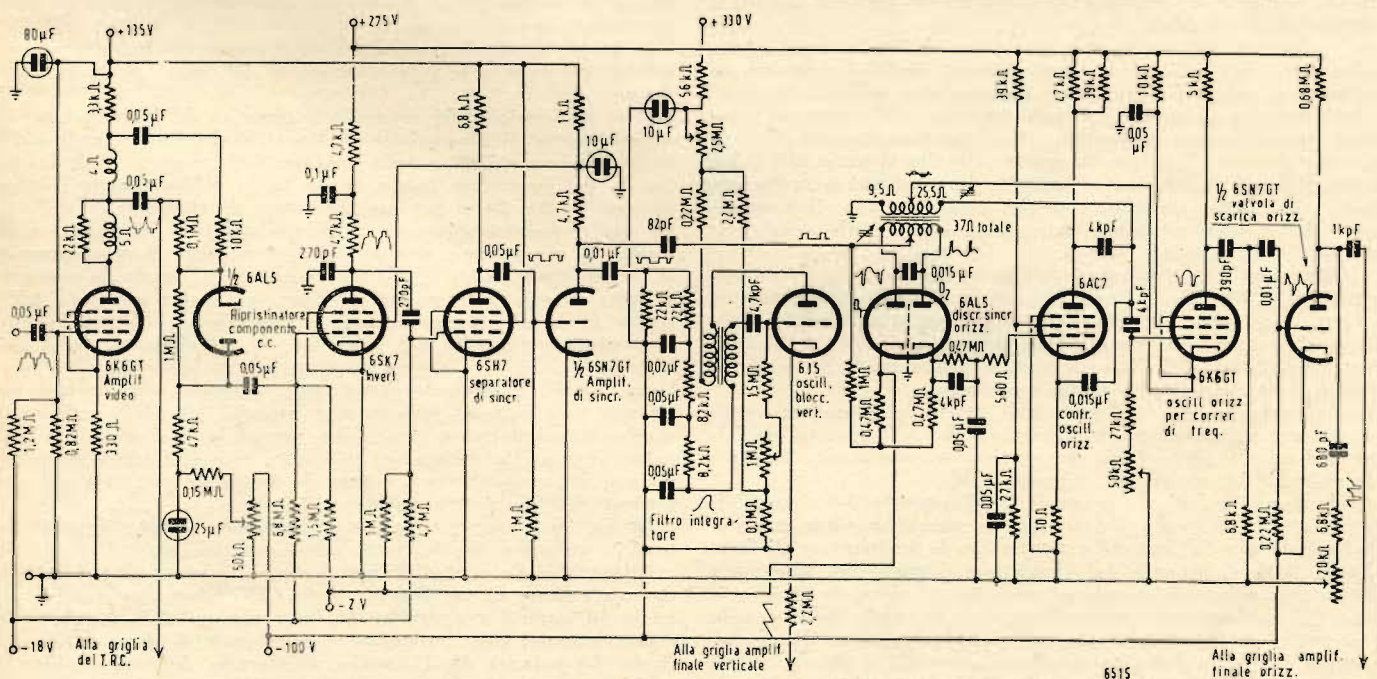



Fig. 34 - *Circuito amplificatore e separatore di sincronizzazione con oscillatore Hartley per il sincronismo di linea.*

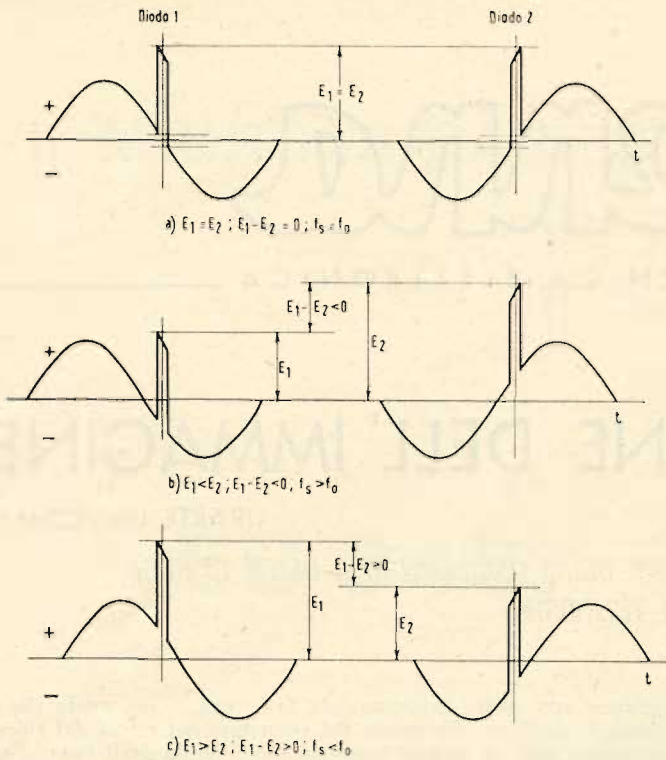



Fig. 35 a) - *La frequenza dell'oscillatore locale sinoidale eguaglia quella del segnale sincronizzante.*
Fig. 35 b) - *La frequenza dell'oscillatore locale sinoidale aumenta.*
Fig. 35 c) - *La frequenza dell'oscillatore locale sinoidale diminuisce.*

zione orizzontale. L'oscillatore sinoidale Hartley è costituito dalla seconda 6K6GT, presenta il circuito accordato fra i tre punti catodo, griglia e massa; la frequenza è regolata mediante il potenziometro da 50 kohm inserito nel circuito di griglia. Il confronto fra le tensioni della 6K6GT e sincro orizzontali viene effettuato dal doppio diodo 6AL5 che riceve entrambi i segnali. Il doppio diodo funge da discriminatore, analogamente alla pratica della FM, ed è quindi montato in controfase coi due diodi in derivazione.

Quando le frequenze, o le fasi delle due oscillazioni applicate al discriminatore non sono coincidenti per instabilità dell'oscillatore sinoidale, sorge una componente continua ai capi della resistenza di carico del doppio diodo (470 kohm + 470 kohm) posta tra catodo e catodo dei due diodi, componente che perviene alla griglia della valvola di controllo per slittamento 6AC7, variandone la polarizzazione, la pendenza e quindi il suo carattere di reattanza equivalente in parallelo al circuito accordato dell'oscillatore sinoidale.

Si realizza in tal modo una variazione dell'induttanza in aumento o in diminuzione a compensazione della diminuzione o dell'aumento, che l'ha provocata, di frequenza della tensione sinoidale rispetto a quella di sincronizzazione; l'oscillatore viene quindi rigorosamente mantenuto alla frequenza di linea.

La maggior complicazione di questo circuito rispetto agli schemi usuali trova giustificazione nell'altissima stabilità e nell'insensibilità ai disturbi parassiti, così che esso garantisce il mantenimento della sincronizzazione orizzontale anche nelle condizioni più critiche di ricezione.

L'onda sinoidale stabilizzata fortemente distorta presente sull'anodo della 6K6GT subisce successivamente una trasformazione di forma per modo da permettere il pilotaggio per griglia della valvola di scarica (una sezione del doppio triodo 6SN7GT), dalla cui placca si ricava il dente di sega a frequenza di linea per la alimentazione dello stadio finale orizzontale.

In fig. 34 sono indicati i principali valori delle tensioni continue di alimentazione, le regolazioni della brillantezza, dell'altezza del quadro, delle frequenze verticale e orizzontale, la forma e la polarità dei segnali nei singoli stadii.

Analizziamo ora più da vicino il funzionamento del circuito di fig. 34, che fu il primo a realizzare la sincronizzazione orizzontale facendo uso del controllo automatico di frequenza e di fase.

La capacità di accordo del circuito oscillatorio del generatore Hartley è costituita dal condensatore 0,015 μF derivato tra il primario del trasformatore dell'oscillatore e il catodo della valvola di controllo 6AC7; l'induttanza di detto circuito oscillatorio è costituita da quella dello stesso primario regolabile per variazione di permeabilità e dall'induttanza equivalente variabile della valvola a reattanza. La tensione sinoidale a frequenza così determinata arriva con fase invertita sulle due placche del doppio diodo 6AL5 unitamente agli impulsi di sincronismo di linea provenienti dall'amplificatore 6SN7GT, questi ultimi però con la medesima fase (polarità positiva) per entrambi gli anodi; si noti che gli impulsi verticali presenti sull'anodo dell'amplificatore di sincronizzazione non pervengono alla 6AL5, perchè il sincro subisce differenziazione da parte del condensatore di 82 pF la cui reattanza è piccola rispetto al carico del diodo.

L'ampiezza degli impulsi orizzontali differenziati conviene che sia circa il doppio di quella dell'onda sinoidale.

Si possono verificare i tre seguenti casi:

1) Le due tensioni confrontate sono sinfasiche. Esse si compongono per dare luogo per ciascun diodo ad una risultante il cui valore positivo di cresta è uguale per entrambi.

L'andamento del fenomeno è rappresentato in fig. 35 a), dalla quale risulta chiaro che essendo le tensioni sinoidali ai diodi D_1 e D_2 in opposizione, mentre l'impulso di sincronismo ha la stessa polarità per entrambi i diodi, la risultante tensione di cresta ha lo stesso valore per D_1 e per D_2, ossia $E_1 = E_2$.

La tensione continua ai capi del carico di D_1 ha lo stesso valore e polarità opposta rispetto alla tensione raddrizzata ai capi del carico D_2; la loro risultante è quindi nulla. In questo caso la valvola a reattanza è polarizzata dalla sola tensione costante applicata di -2 V.

2) La tensione sinoidale anticipa rispetto al segnale di sincronismo. Ciò avviene quando la frequenza localmente generata aumenta rispetto al caso 1). In queste condizioni l'impulso di sincronismo interviene più tardi e la tensione risultante al diodo D_2 ha un valore di cresta superiore alla risultante al diodo D_1 (v. fig. 35 b).

La tensione continua discriminata E uguale alla differenza $E_1 - E_2$, detta tensione di errore, assume polarità negativa, quindi aumenta in valore assoluto la polarizzazione della valvola a reattanza, con conseguente diminuzione della sua mutua conduttanza ed aumento dell'induttanza equivalente, ciò che provoca una diminuzione della frequenza dell'oscillatore sinoidale; la correzione ha quindi l'effetto di ridurre quest'ultima al valore primitivo coincidente con la frequenza degli impulsi di linea.

3) La tensione sinoidale ritarda rispetto al segnale di sincronismo. Ciò si verifica allorquando l'oscillatore locale tende a diminuire la frequenza generata. In tal caso l'impulso di sincronismo interviene prima che nei due casi precedenti, col risultato che la risultante tensione ha un valore positivo di cresta superiore per il diodo D_1 che non per il diodo D_2 (v. fig. 35 c). La tensione di errore discriminata diventa positiva, così la griglia della 6AC7 diventa meno negativa con conseguente aumento della pendenza, diminuzione dell'induttanza equivalente e aumento della frequenza dell'oscillatore locale, che viene quindi rigorosamente ricondotto alla frequenza degli impulsi orizzontali.

La regolazione di frequenza ottenibile con le costanti del circuito di fig. 34 è di circa il 5%. La valvola correttrice a reattanza deve presentare un'elevata conduttanza mutua per ottenere la massima escursione di frequenza entro la quale deve avvenire la regolazione, con un piccolo spostamento di fase tra i segnali sinoidali e di sincronismo; inoltre la caratteristica della *Gm* deve presentare uno sharp cut-off.

Il doppio diodo discriminatore deve presentare bassa resistenza interna per seguire le rapide variazioni dei valori di cresta degli impulsi.

11. - Il principio del controllo automatico di frequenza per il mantenimento di sincronismo di linea in ricezione è applicabile anche con forme diverse dalla sinoidale della tensione di confronto fornita dal generatore locale. Se in luogo dell'oscillatore Hartley adottato in fig. 34 si usa un generatore di rilassamento a dente di sega si possono conseguire analoghi risultati, col duplice vantaggio di raggiungere una migliore sensibilità di regolazione e di evitare uno stadio oscillatore separato, in quanto la tensione a dente di sega a frequenza di linea può essere prelevata dallo stadio finale di sincronizzazione orizzontale e può servire alla regolazione automatica del generatore di rilassamento stesso che la genera. Col sistema in parola scompare anche la valvola a reattanza, perchè il generatore tipo multivibratore non presenta un circuito accordato ad induttanza e capacità, quindi a nulla gioverebe una induttanza equivalente variabile; l'elemento su cui agisce il controllo automatico in questo caso è il tempo di interdizione del multivibratore, tempo dal quale dipende la frequenza generata dal multivibratore stesso.

In fig. 36 è rappresentato lo schema che realizza il principio testè enunciato e che è dovuto alla General Electric Co.

Alla griglia dello stadio amplificatore di sincronismo costituito da una sezione di un doppio triodo 6SN7 viene applicato il segnale ad impulsi rettangolari di linea ricavati dal sincro previa separazione dal video immagine e dal segnale di sincronismo verticale. La polarità degli impulsi all'ingresso dell'amplificatore è positiva (picchi rivolti verso l'alto). Questi impulsi amplificati,

attraverso al trasformatore intervalvolare a presa centrale, pervengono ai due diodi del discriminatore di sincronismo 6AL5; precisamente alla placca del diodo D_1 vengono applicati impulsi positivi, al catodo del diodo D_2 impulsi negativi, l'inversione di polarità essendo ottenuta per la presenza delle due metà del secondario del trasformatore di accoppiamento.

Ancora alla placca di D_1 e al catodo di D_2 è applicato il segnale di confronto a dente di sega derivante per parziale integrazione da ampi impulsi unidirezionali presenti all'uscita dello stadio finale orizzontale, quindi a frequenza uguale a quella dell'oscillatore di rilassamento orizzontale, che in questo caso è il multivibratore costituito dal doppio triodo 6SN7 alimentato a 350 volt. La fase del segnale di confronto a dente di sega è uguale per entrambi i diodi; la fase del segnale di sincronismo è opposta per i due diodi, a differenza del caso di fig. 34 in cui è il segnale sinoidale di confronto a presentarsi con fase opposta al discriminatore, mentre gli impulsi sincronizzanti gli pervengono con fase identica. In fig. 36 la polarità necessaria alla presa centrale del secondario per il dente di sega è tale che il tratto ripido di ritorno risulti saliente.

Per composizione degli impulsi di sincronismo col tratto ripido del dente di sega invertito nascono due tensioni applicate ai due diodi rispettivamente, presentanti valori di cresta variabili in funzione dello sfasamento fra i segnali componenti, sfasamenti dipendenti a loro volta dalla differenza di frequenza tra gli impulsi di sincronismo e i denti di sega generati dal multivibratore. Al punto comune ai diodi (catodo di D_1 e placca di D_2) si raccoglie una tensione unidirezionale positiva o negativa e di ampiezza variabile a seconda dello sfasamento suddetto. Tale ampiezza non è in generale sufficiente a pilotare il multivibratore, per cui si rende necessario uno stadio amplificatore a corrente continua (una sezione di un doppio triodo 6SL7), che opera inoltre un rovesciamento di polarità della tensione discriminata. La componente continua ricavata all'anodo della sezione attiva della 6SL7 e addotta alla griglia del triodo 1 del multivibratore, ne modifica il tempo di interdizione e quindi la frequenza propria fino a ridurlo esattamente in passo colla frequenza di linea degli impulsi sincronizzanti ricevuti via radio. Si ricorda che ad un aumento del tempo di interdizione corrisponde una diminuzione della frequenza propria del multivibratore, mentre ad una diminuzione del tempo di interdizione corrisponde un aumento di detta frequenza, quindi la variazione di ampiezza della tensione continua applicata alla griglia del triodo 1 della seconda 6SN7 dovrà essere in senso negativo per correggere un aumento di frequenza del generatore locale (anticipo), ovvero in senso positivo per correggere una diminuzione di frequenza dello stesso (ritardo). Come per il circuito di fig. 34 si possono ora presentare i 3 casi già prospettati, e cioè:

1) La frequenza del multivibratore e quindi del dente di sega di confronto è esattamente uguale a quella di sincronismo. Dalla composizione dei due segnali risulta una tensione di cresta E_1 positiva al diodo D_1 di ampiezza uguale alla tensione di cresta negativa E_2 al diodo D_2, perchè l'impulso sincronizzante si somma algebricamente al dente di sega esattamente al centro del suo tratto saliente di ritorno. La tensione discriminata E_1-E_2 è dunque nulla e nessuna tensione continua perviene al multivibratore, che non abbisogna di alcuna correzione (v. fig. 37 a).

2) Il multivibratore anticipa, ossia la frequenza del dente di sega è superiore a quella di sincronismo. Dalla fig. 37 b) appare chiaro che per effetto dello sfasamento fra i due segnali, la tensione di cresta positiva E_1 al diodo D_1 ha maggior ampiezza della tensione di cresta negativa E_2 al diodo D_2; l'impulso sincronizzante si somma algebricamente al dente di sega nella seconda metà del suo tratto saliente di ritorno; la tensione dicriminata E_1-E_2 risulta quindi positiva alla griglia dell'amplificatore c.c. 6SL7; tale tensione continua si ritrova amplificata e di polarità invertita, cioè negativa, sull'anodo della stessa valvola, col risultato di interdire più a lungo la sezione 1 della 6SN7 e di far rallentare il multivibratore, cioè di abbassarne la frequenza propria al valore di quella di sincronismo.

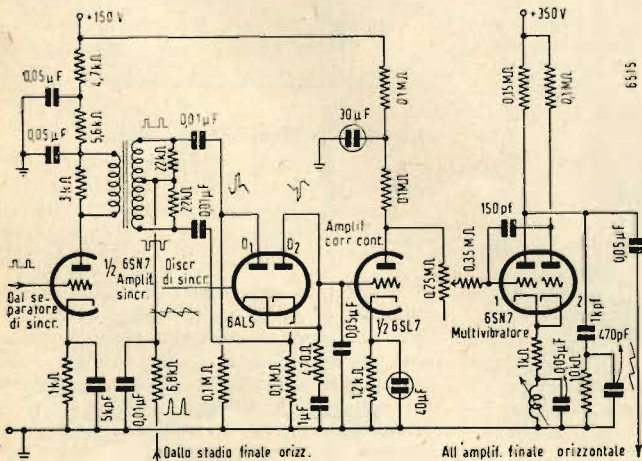
Fig. 36. - *Schema per la sincronizzazione di linea a regolazione automatica di frequenza con segnale di confronto a dente di sega.*

Fig. 37. - *Tensioni risultanti ai diodi* D *di fig.* 36
a) *la frequenza* f_d *del dente di sega eguaglia la frequenza* f_o *di sincronismo orizzontale*
b) *l'oscillatore locale anticipa*: $f_d > f_o$: $E_1 - E_2 > 0$
c) *l'oscillatore locale ritarda*: $f_d < f_o$: $E_1 - E_2 < 0$

3) Il multivibratore ritarda, ossia la frequenza del dente di sega è inferiore a quella di sincronismo. La fig. 37 c) mostra che per effetto dello sfasamento tra i due segnali l'impulso sincronizzante si somma algebricamente al dente di sega nella prima metà del suo tratto saliente di ritorno; ne consegue che la tensione di cresta risultante E_1 al diodo D_1 ha minor valore assoluto della tensione di cresta risultante E_2 al diodo D_2. La tensione discriminata E_1-E_2 è quindi negativa sulla griglia dell'amplificatore c.c. e positiva sulla sua placca; la sezione 1 del multivibratore riceve quindi un impulso positivo che ne diminuisce il tempo di interdizione e ne fa aumentare la frequenza propria al valore di quella di sincronismo.

Col circuito di fig. 36 è possibile ottenere una capacità di regolazione doppia rispetto al circuito di fig. 34 con oscillatore sinoidale, intendendosi con tale espressione il rapporto della variazione di frequenza dell'oscillatore locale correggibile per effetto del C.A.F. alla frequenza centrale di linea. E' inoltre conseguibile col circuito di fig. 36 rispetto al circuito di fig. 34 un rapporto alcune volte maggiore tra la capacità di regolazione (variazione relativa di frequenza) e la variazione relativa di fase, sempre minore di un periodo, considerata quale effetto del C.A.F. Tuttavia la presenza dell'amplificatore c.c. e l'incostanza del multivibratore riducono la stabilità del complesso di fig. 36 al di sotto di quella del circuito di fig. 34.

La durata più conveniente per il tratto saliente di ritorno del dente di sega è di un decimo del periodo di linea ed è conseguibile dimensionando opportunamente la resistenza e la capacità del circuito integratore che modella gli impulsi provenienti dallo stadio finale orizzontale e collegato colla presa centrale del secondario del trasformatore di accoppiamento al discriminatore.

Il circuito è insensibile ai disturbi rapidi grazie all'integrazione e filtraggio della tensione discriminata operati dal circuito $R = 470$ ohm in serie alla capacità $C = 1$ μF, nonchè dalla capacità 0,05 μF derivati fra l'uscita del discriminatore e la griglia dell'amplificatore c.c. La frequenza propria del multivibratore è determinata dalla resistenza complessiva in serie alla griglia della sezione 1 del multivibratore 6SN7 (potenziometro 0,25 Mohm + 0,35 Mohm) e dalla capacità derivata tra detta griglia e la placca della sezione 2 della stessa valvola, nonchè dalle varie tensioni continue e d'impulso applicate a questo stadio.

(*continua*)

SURPLUS...

IL TRASMETTITORE DI POTENZA PER STAZIONI AUTOTRASPORTATE BC610

a cura di i1JK

Premessa

La sequenza di pubblicazioni che « *l'antenna* » da qualche tempo riporta quasi in ogni numero circa il materiale « surplus » ha un duplice scopo:

— informativo in quanto fornisce quella somma di nozioni che, unite allo schema di principio, permettono generalmente una razionale utilizzazione dell'apparato per scopi radiantistici.

— didattico perchè abitua il radioamatore a prendere in seria considerazione quelle norme e quei principi di progetto che sono caratteristici delle apparecchiature radioprofessionali.

In questa descrizione cade un poco il primo scopo; il costo infatti di un BC610, per altro difficilmente reperibile sul mercato, si aggira sul milione di lire. Diventa così piuttosto rara la « razionale utilizzazione » di un complesso di questo genere.

In compenso però il secondo scopo viene raggiunto in pieno. Si tratta infatti di un'apparecchiatura molto interessante perchè al limite tra le piccole e le grandi potenze.

Essa segna perciò il trapasso tra una tecnica ben conosciuta dal radioamatore ed una impostazione completamente diversa con intervento di fenomeni sconosciuti e imprevisti dovuti alla potenza a radiofrequenza. L'unico dielettrico che dia qualche affidamento di buona resistenza è quello di tipo ceramico in discreti spessori.

Il BC610 fino allo stato prefinale è stato concepito secondo i canoni della tecnica delle potenze ridotte sia come materiale che come impostazione di montaggio.

Appartiene invece alla categoria delle potenze elevate per quanto riguarda lo stadio finale a radiofrequenza (triodo 250 TH) e la tecnica delle alte tensioni con relativi dispositivi di sicurezza.

Invitiamo i radioamatori a seguire passo a passo lo schema di principio tenendo conto di volta in volta dei criteri di progetto.

Dati generali

Il trasmettitore BC610 fa parte di un complesso radiocampale (SCR 299) installato su di un autoveicolo con un rimorchio contenente un gruppo elettrogeno da 5 kW. Gli operatori sono due con due posti di ricezione (BC312) più un altro ricevitore di riserva alimentato a batterie. Ai due ricevitori ed al trasmettitore corrispondono tre antenne a stelo di 4,5 metri.

Tutto l'apparato può venire collegato anche ad una qualsiasi rete locale in alternata.

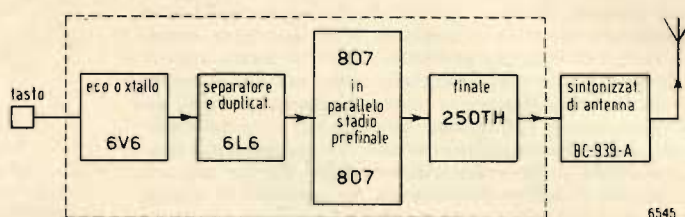
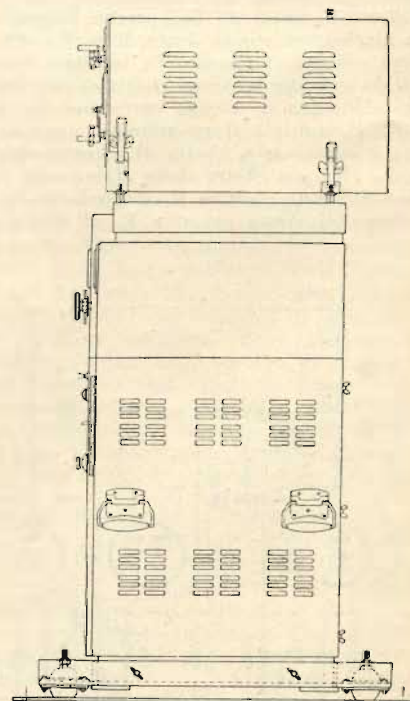
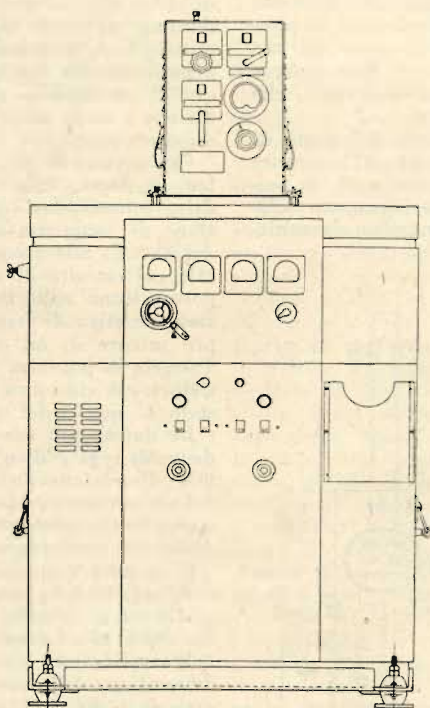
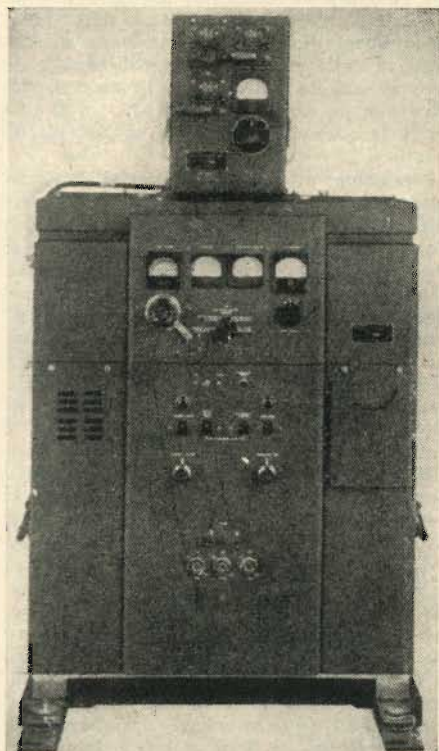



Fig. 1. - Schema semplificato a blocchi del funzionamento in grafia del trasmettitore BC610

Vista e prospetto del trasmettitore di potenza BC610E con la « antenna tuning unit » BC939A in posizione.

Caratteristiche del BC610

Banda coperta: dai 2 ai 18 MHz in continuità in 3 canali;

Tipo di segnalazioni: fonia e telegrafia;

Controllo di frequenza: a VFO e cristallo;

Distanza coperta in moto o da fermo: in servizio grafia 400 km, in servizio fonia 200 km (con un dipolo accordato la distanza può venire quadruplicata);

Tipo di modulazione: di ampiezza;

Potenza di uscita: in servizio grafia 400 W e in serviizo fonia 300 W;

Potenza assorbita a 115 V, 30÷60 Hz: circa 2 kW;

Numero dei tubi impiegati: 16;

Peso complessivo: 185 kg;

Parti accessorie componenti il trasmettitore: premodulatore BC 164; accordo di aereo BC 729.

Il circuito dell'oscillatore pilota

Le figure 1-2-3 danno una visione panoramica degli stadi che compongono il trasmettitore.

Come da esse risulta è previsto modulazione sia a mezzo di microfono dinamico, sia con microfono a carbone entrambi con comando a pulsante.

E' previsto pure il collocamento del trasmettitore con un posto fisso situato ad una certa distanza e collegato a mezzo di linea telefonica. Da tale posto è possibile la commutazione dal servizio grafia a quello fonia e la trasmissione relativa.

Le figure 4-9 danno a loro volta un'idea dello schema elettrico semplificato dei vari stadi.

Esaminiamoli per ordine.

La figura 4 dà lo schema di principio dell'oscillatore.

Data l'estensione considerevole della banda coperta con continuità (2÷18 MHz), non era possibile risolvere il problema dello spostamento rapido e pratico di frequenza a mezzo di commutatore. Si è adottata una soluzione di compromesso per cui a mezzo di commutatore è possibile scegliere a volontà tre campi di frequenza predeterminati cui corrispondono altrettanti cassetti di sintonia inseriti secondo desiderio nel trasmettitore. Per effettuare questa operazione è necessario alzare uno dei due sportelli laterali (e precisamente il destro) di cui è fornito il coperchio del trasmettitore. Attraverso questo sportello vengono inseriti a mezzo di speciali spinotti l'uno accanto all'altro, i tre cassetti.

Superiormente essi portano:

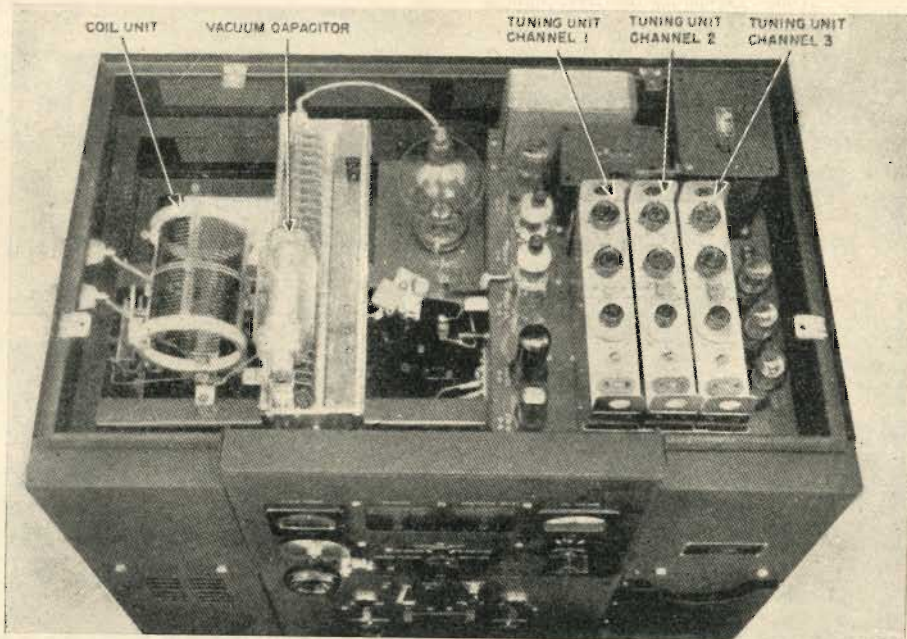
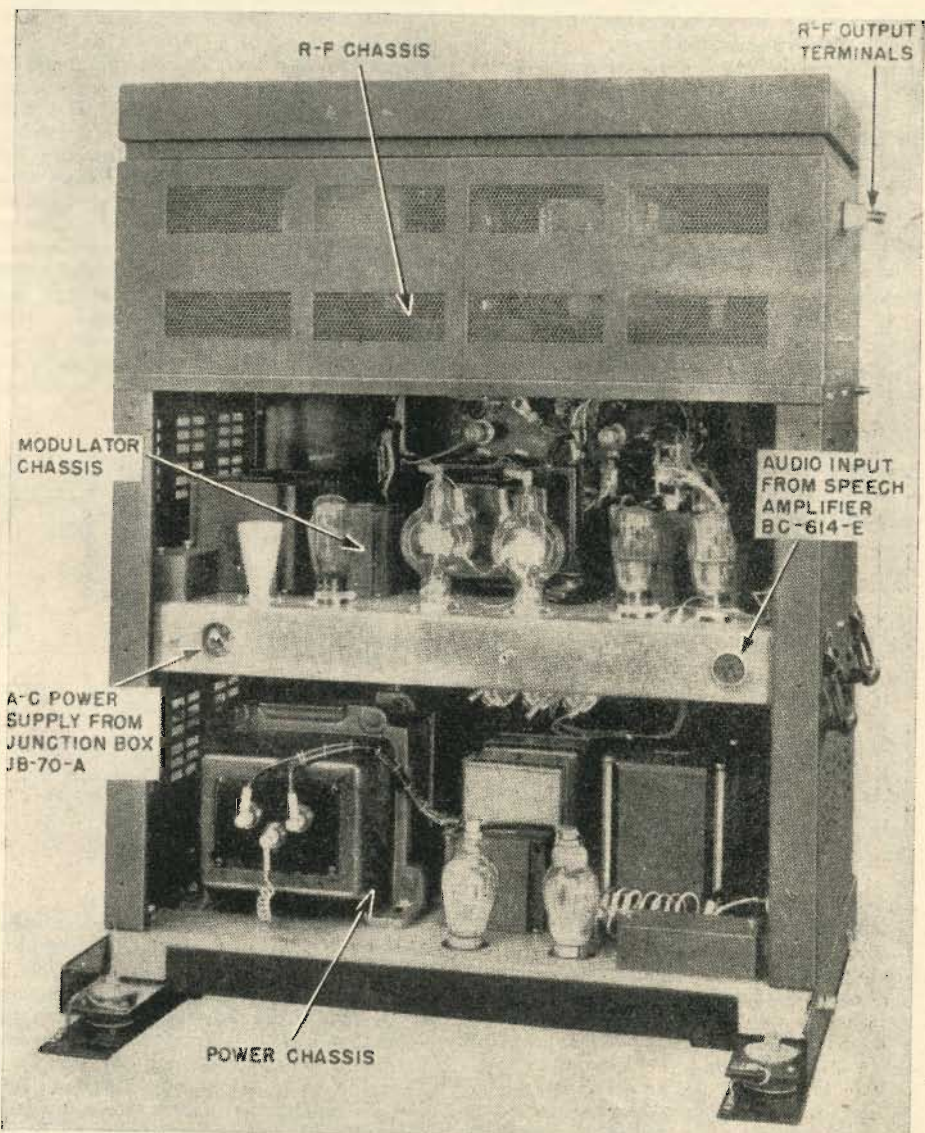
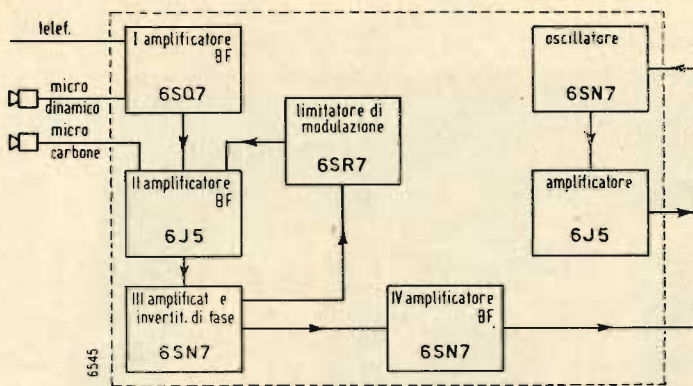
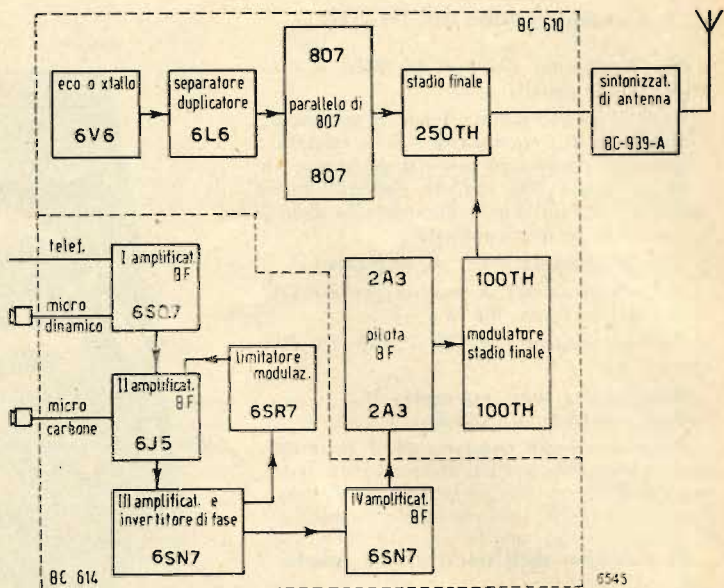
— una presa per cristallo;

— un commutatore per i due servizi cristallo- E.C.O.;

— un bottone per il comando di sintonia per il circuito E.C.O.;

— un bottone di sintonia per il circuito di placca del separatore duplicatore;

— un comando di sintonia per lo stadio prefinale - bobina di placca.

Mentre quindi l'apertura dello sportello a mezzo di apposito contatto di sicurezza toglie ogni alta tensione sui terminali caldi dello stadio finale, è possibile, scelta una frequenza a mezzo di apposito cristallo, o facendo battere il segnale dello stadio pilota con un'eterodina (BC221 in dotazione), effettuare i successivi ritocchi di sintonia per gli stadi seguenti. Un milliamperometro viene inserito di volta in volta con apposito commutatore sul circuito di placca

Vista interna del trasmettitore di potenza BC610E. E' stato rimosso il coperchio superiore.

Vista posteriore del trasmettitore di potenza BC610E. Dall'alto in basso: lo chassis di RF, lo chassis del modulatore e, in basso, lo chassis dell'alimentatore.

Sopra: Fig. 2. - Schema semplificato a blocchi del preamplificatore per BC610.

A destra: Fig. 3. - Schema semplificato a blocchi del funzionamento in fonia del trasmettitore BC610 e stadio separato preamplificatore BC614

del duplicatore, in quello di griglia dello stadio prefinale sulla placca dello stesso e per ultimo sulla griglia della finale 250 TH, posizione questa che resta definitiva una volta effettuati i ritocchi di sintonia.

E' possibile in questo modo, vedi fig. 9, passare con relativa facilità da un capo all'altro della banda desiderata.

Lo schema di fig. 4 fornisce tutti i dettagli; in particolare vale la pena di notare la cura con cui sono state stabilizzate a mezzo di valvole VR250 la tensione di griglia schermo e quella di placca della 6V6. Questa disposizione consente una ottima nota telegrafica all'atto della chiusura del circuito di tasto effettuata sul ritorno catodico della prima valvola.

Il circuito del separatore duplicatore è indicato in fig. 5.

Il circuito è convenzionale. La polarizzazione per il funzionamento in classe C è in parte automatica per impedire un eccesso di corrente anodica durante il funzionamento in grafia. Fino ai 12 MHz la 6L6 impiegata funziona come duplicatrice mentre oltre tale frequenza essa viene impiegata come quadruplicatrice. La fig. 6 indica lo schema, esso pure del tutto convenzionale del parallelo di tubi 807 funzionanti come stadio prefinale in classe C.

Vale la pena di notare solamente la polarizzazione di griglia ottenuta a parte e le resistenze da 50 ohm inserite in ogni griglia allo scopo di evitare oscillazioni spurie. Ora, vediamo lo stadio finale. La fig. 7 indica lo schema dell'amplificatore di classe C con neutralizzazione di placca che fa uso di un tubo 250 TH (VT 220). Il negativo di griglia è prelevato a parte da un apposito alimentatore. Un piccolo condensatore da 3 a 5,5 pF permette la neutralizzazione che si mantiene su tutto il campo di lavoro. L'induttanza di blocco di 2,5 mH in serie al circuito anodico è shuntata da una resistenza da 700 ohm. Questa induttanza di arresto infatti risuona con la propria capacità distribuita sulla frequenza di 4 MHz circa. La resistenza posta ai capi serve appunto ad evitare pericolose risonanze con eventuale generazione di oscillazioni spurie. Come si vede il rotore del variabile di placca non è posto a massa ma riceve esso pure la tensione anodica pure restando by-passato da un condensatore da 2000 pF. Questa disposizione fa sì che ai capi delle due sezioni del condensatore variabile sia presente solo la differenza di potenziale a RF e che gli eventuali archi dovuti a sovratensione non diano spiacevoli conseguenze come cortocircuito verso massa dell'alimentazione di placca. Il filamento è bypassato da due condensatori da 50.000 pF e ai capi di esso è posto in permanenza un voltmetro che misura la tensione applicata. Com'è noto la tensione di accensione ha infatti molta importanza per i tubi con filamento in tungsteno. Una tensione inferiore o superiore al valore prescritto anche solo del 10% può compromettere la vita della valvola. Per questo motivo è previsto sul fronte del trasmettitore un comando che consente il ritocco di tale tensione. Quando lo stadio finale non è in funzione, due contatti Ry4 del relé di placca cortocircuita l'accoppiamento a bassa impedenza che nel circuito di placca serve al trasferimento della potenza a RF. Questo cortocircuito mette fuori sintonia l'accordo di aereo che segue, spostando la sintonia su di una frequenza lontana da quella di lavoro, di modo che l'antenna emittente non assorba energia dal campo su cui lavora il ricevitore.

Fig. 5. - Schema funzionale dello stadio separatore duplicatore del trasmettitore BS610

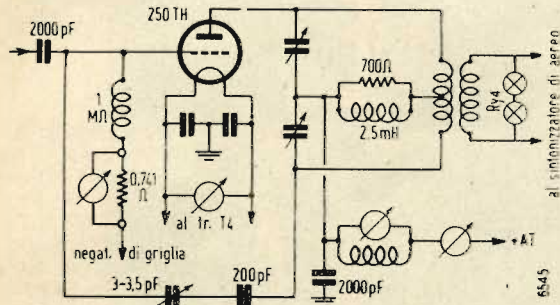
In fig. 8 è rappresentato lo schema di principio del sintonizzatore di aereo. A mezzo di esso è possibile accordare un'antenna di lunghezza qualsiasi. Tramite un cavo coassiale la bobina $L5$ resta accoppiata all'avvolgimento della bobina di placca del finale.

Nel caso che si faccia uso di dipolo accordato su di una particolare frequenza, l'accordatore d'aereo non viene impiegato e

Sopra: Fig. 6. - Schema funzionale dello stadio prefinale del trasmettitore BC610.

A sinistra: Fig. 4. - Schema funzionale dello stadio pilota E.C.O. e Xt. del trasmettitore BC610.

la discesa bipolare di aereo viene collegata direttamente al posto del cavo coassiale. E' il milliamperometro di placca che in tal caso mette in evidenza l'accordo di aereo.

Sotto: Fig. 7. - Schema funzionale dello stadio finale del trasmettitore BC610.
A destra: Fig. 9. - Schema della commutazione degli stadi a bassa potenza RF sui tre cassetti a disposizione per ciascuno dei tre canali che coprono la gamma da 2 a 18 MHz con continuità.

Nel caso che si faccia uso di un'antenna aperiodica ad indicare l'ammontare del carico nel sintonizzatore è inserito pure un amperometro a radio frequenza da 20 A fondo scala in serie con una presa variabile sulla bobina *L*5.

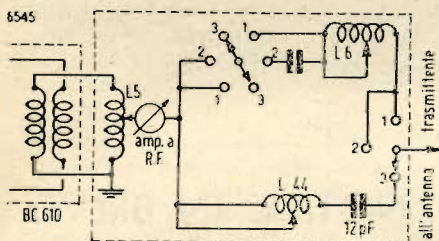



Fig. 8. - Schema funzionale del sintonizzatore di antenna BC939A.

L'accordo d'aereo si basa sul principio che tutte le antenne di lunghezza inferiore a ¼ λ, si comportano come una capacità mentre per lunghezze superiori si comportano come una induttanza. La sintonia viene quindi effettuata inserendo o capacità o induttanza fino a compensare sulla frequenza desiderata la reattanza distribuita dell'antenna con un'altra concentrata e di segno opposto in modo da caricare lo stadio finale con la sola resistenza di irradiazione.

In questo tipo di sintonia serie, le tensioni che si sviluppano ai capi delle capacità e delle induttanze sono elevatissime dato il *Q* dei circuiti e la corrente in gioco.

Si è fatto quindi uso di condensatori speciali nel vuoto contenuti in tubi di vetro di costruzione accuratissima e costosa. E' appunto per questo motivo che a differenza degli impianti di piccola potenza che impiegano di solito capacità variabili, sono state inserite nel circuito delle induttanze variabili.

La stazione mobile fa uso di un'antenna a stilo a 5 elementi (lunghezza complessiva 4,5 metri) che viene disposta verticalmente nelle soste e ripiegata nel senso del moto sul tetto del carro radio durante gli spostamenti.

Le posizioni 1 e 3 di cui alla fig. 8 vengono impiegate appunto per accordare detto stilo rispettivamente dai 2 ai 10 MHz e dai 10 ai 12 MHz: nella posizione 3 sui 12,5 MHz (25 m) lo stilo risuona esattamente come un quarto d'onda. In tale caso l'induttanza inserita compensa la capacità di 12 pF. Per frequenze rispettivamente superiori od inferiori l'induttanza viene ridotta od aumentata.

La posizione n. 2 realizza la disposizione di cui alla posizione 3 ma con maggiore possibilità di escursione e di regolazione. Tale posizione è infatti destinata alla sintonia di antenne di maggiori dimensioni. Nel campo di frequenze generate dal BC610 con questa posizione è praticamente possibile accordare un'antenna di qualsiasi lunghezza.

Nella fig. 10 è indicato lo schema di principio del modulatore ivi compresa l'alimentazione dello stadio pilota (push-pull di 2A3) che con un ingegnoso accorgimento funziona pure da alimentazione per i negativi di griglia. Lo stadio pilota di 2A3 infatti funziona in classe A autopolarizzato dal classico gruppo catodico di 2 μF e 750 ohm. E' stato quindi possibile:

Fig. 10. - Schema funzionale dell'alimentatore e modulatore con stadio pilota push-pull di 2A3 e finale di 100 TH.

— sfruttare detto stadio pilota come un carico fisso di valore costante che posto in parallelo ai 3000 ohm complessivi di resistenza ohmica di dissipazione rendono la tensione meno sensibile alle fluttuazioni di carico provocate dalla corrente di griglia delle 10 TH;

— utilizzare il trasformatore di alimentazione per i negativi di griglia invertendo le connessioni delle polarità anodiche. Nulla impedisce infatti che il centro dell'avvolgimento del trasformatore di modulazione per 2A3 sia collegato a massa ed il ritorno catodico alla massima polarità negativa.

Il circuito del pilota e del finale a bassa frequenza è del tutto convenzionale. Da notare le resistenze da 100 kohm che nel trasformatore di entrata per le 2A3 poste ai capi del secondario hanno il compito di chiudere il trasformatore di entrata sulla sua impedenza riflettendo altresì tramite la linea a 500 ohm un certo carico sulle placche della 6N7 del preamplificatore.

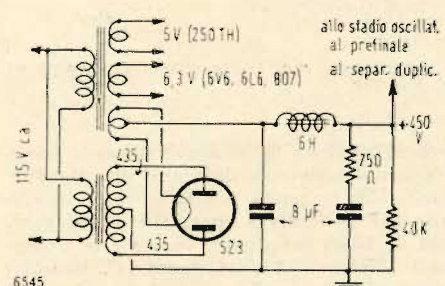
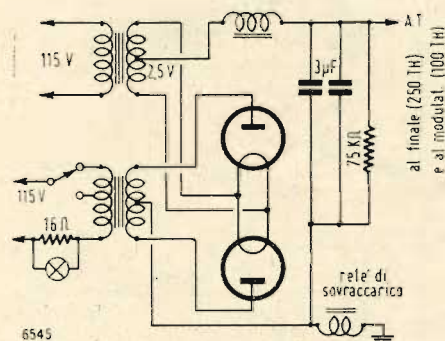
Le resistenze da 20.000 ohm ai capi del secondario del trasformatore placche 2A3/griglie 100 TH hanno la stessa funzione di cui sopra e in più presentando un certo carico, rendono la tensione pilota a bassa frequenza meno sensibile alle variazioni di carico che si hanno con la corrente di griglia che si forma a spese dei picchi positivi di bassa frequenza. Infine con 2 contatti il relé Ry3 (che opera la commutazione fonia-telegrafia):

— cortocircuita il secondario del trasformatore di modulazione nella posizione telegrafia;

TRANSFORMER T5
TRANSFORMER T3
SOCKET SO1
SOCKET SO2
TRANSFORMER T9
CHOKE L2
SOCKET SO3
SOCKET SO4
CAPACITOR C20
CAPACITOR C21
RELAY RY3
CHOKE L3
TRANSFORMER T7
RESISTOR R11
V1 TUBE SOCKET
SOCKET SO5
TRANSFORMER T1
RELAY RY1
INTERLOCK SWITCH SW5
HEATER ELEMENT R19 BASE
V5 TUBE SOCKET
V4 TUBE SOCKET
V3 TUBE SOCKET
TRANSFORMER T8
V2 TUBE SOCKET
TERMINAL STRIP TS4
TL15903

Vista superiore dello stadio modulatore del trasmettitore di potenza BC610.

— applica la massima tensione negativa alle griglie delle 100 TH bloccando così la corrente anodica durante il funzionamento in telegrafia.

Le figg. 11 e 12 danno ogni particolare degli alimentatori degli stadi pilota alta frequenza e finali alta e bassa frequenza.

Figg. 11 e 12. - Schema funzionale degli alimentatori dello stadio finale di bassa e alta frequenza e dello stadio pilota alta frequenza

Da notare solo il fatto che i trasformatori relativi a tutti i filamenti sono sempre previsti nettamente separati da quelli di alta tensione.

Lo schema funzionale di comando del trasmettitore che verrà introdotto in un prossimo numero chiarirà il perchè di questa disposizione.

In fig. 11 in serie al condensatore di filtro da 8 μF all'uscita *AT* è prevista una resistenza da 750 ohm. Essa ha il compito di regolare la costante di tempo dal complesso di alimentazione (indutt. di filtro 6H, condensatore da 8 μF) in modo che esso non dia luogo a fastidiosi ticchettii (cliks) durante la manipolazione del tasto nei ricevitori che fossero eventualmente disposti nelle vicinanze.

Sul ritorno del negativo dell'alimentatore *AT* è previsto un relé di sovraccarico Ry5 che in caso di corti circuiti disinserisce il primario del trasformatore relativo. Il funzionamento verrà chiarito dallo schema funzionale già ricordato.

Sempre sul primario del Tx AT è previsto una resistenza da 16 ohm che può venire inserita da apposito interruttore posto in derivazione. Esso ha il compito di ridurre la tensione di alimentazione durante i ritocchi di sintonia di placca dello stadio finale a RF.

La commutazione che è indicata sul primario è prevista allo scopo di elevare la tensione di alimentazione in trasmissione durante il funzionamento in telegrafia.

Queste vie fanno parte infatti del commutatore fonia-telegrafia. (*)

(*) Il materiale da cui è stata tratta questa descrizione è stato gentilmente messo a disposizione dalla IRIS RADIO.

NOTIZIE IN BREVE

L'AGENZIA TASS rende noto che tecnici sovietici avrebbero provato con successo un nuovo sistema di televisione in rilievo.

* * *

LA R.C.A. ha completata la costruzione di una rete di antenne multiple di televisione sull'Empire State Building.

Cinque antenne saranno riservate alla televisione e tre alla modulazione di frequenza.

Saranno montate in una colonna di 35 m di altezza e a 500 sul livello stradale.

Le antenne di televisione lavoreranno su 60, 70, 80, 180 e 200 MHz.

* * *

Il prof. Zworykin ha annunciato che la trasmissione tridimensionale delle immagini può essere ottenuta per mezzo di un dispositivo complementare molto semplice. L'effetto stereoscopico utilizza due camere e le immagini ricevute sul cinescopio vi giungono fisse attraverso un filtro. Il tubo analizzatore è un Vidicon da 25 mm. di diametro capace di fornire una alta definizione con una normale illuminazione.

Il ricevitore complementare dell'immagine in rilievo pesa 29 kg. ed è contenuto in un cofano portatile.

* * *

Il Belgio non ha ancora deciso, ed esita nella scelta della definizione tra quella francese a 819 linee e quella olandese a 625 linee. I costruttori belgi si lamentano della concorrenza dei paesi esteri e principalmente dell'Olanda e degli Stati Uniti d'America.

LA TECNICA DEL SIGNAL TRACER

di MARINO MICELI (i1SN)

Il metodo più comune per la ricerca dei guasti in un radioricevitore, è quello di collegare l'oscillatore modulato all'apparecchio, sintonizzando di volta in volta su una delle frequenze (v. fig. 1).

Partendo dallo stadio finale e procedendo a ritroso, il tecnico esamina uno stadio dopo l'altro, fino a raggiungere il circuito di entrata.

Nella tecnica del Signal Tracer si opera in maniera opposta: applicato un segnale all'antenna del ricevitore, si comincia ad esaminare il circuito di ingresso e si segue il segnale modulato fino a quando non scompare; così si rintraccia il punto dove, scomparendo il segnale, trovasi l'avaria.

Come appare evidente, il Signal Tracer permette un grande risparmio di tempo; e parrebbe strano che uno strumento tanto utile, fosse rimasto sconosciuto per lunghi anni.

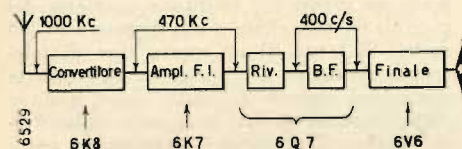



Fig. 1. - Metodo per la ricerca di guasti in un radioricevitore mediante sintonizzazione di un oscillatore modulato sulle varie frequenze.

Il motivo è da ricercarsi nel fatto che, prima dell'adozione dei rettificatori al germanio (1N34); i Signal Tracer alquanto più macchinosi, avevano, fra l'altro, il grave inconveniente di produrre una disintonizzazione dei circuiti accordati a causa del carico che essi producevano sul circuito in esame; per migliorare il funzionamento di questi apparecchi si ricorse a Signal Tracer sintonizzabili, ma questi complicavano le operazioni.

Il Signal Tracer di moderna concezione lo si può vedere schematizzato in fig. 2. Il puntale (probe) di fig. 3 a-b), rappresenta un rivelatore aperiodico della radiofrequenza; il segnale divenuto tensione BF, viene amplificato e reso udibile, attraverso l'altoparlante.

In certi Signal Tracer vi è pure un milliamperometro od un « occhio magico » per l'indicazione visiva.

Il Signal Tracer serve anche quale strumento per la ricerca delle fonti di disturbo, di ronzio, di rumori intermittenti ed è un prezioso ausilio che consente il risparmio di tempo ed evita la sostituzione di parti buone ritenute sospette.

Progetto e costruzione di un Signal Tracer economico

Trattasi di un amplificatore a tre stadi (fig. 2) avente requisiti di buona fedeltà. Con un altoparlante di piccolo diametro è però difficile ottenere una buona rispondenza su una vasta gamma di frequenze; occorrerebbe un cono di almeno 25 cm però in pratica lo strumento si comporta bene anche con altoparlanti di piccolo diametro. La realizzazione è stata effettuata su uno chassis di 30×20×5 cm con pannello frontale di 32×25 cm.

L'altoparlante è fissato su una tavoletta di compensato di 5 mm mediante tamponi di gomma. Se si usa un altoparlante di cono più grande converrà usare una cassetta di legno a parte. E' prevista una presa (V C.A.) per il misuratore di uscita.

Il Probe

La fig. 3 a-b) mostra lo schema elettrico e la realizzazione del Probe o puntale che deve essere eseguita con molta cura. Si ricordi che, data l'alta amplificazione, la schermatura deve essere perfetta, altrimenti si risentirà la presenza della mano.

La punta del Probe è costituita da una spina a banana a cui è saldato il terminale del condensatore da 4000 pF. Dopo aver saldato gli altri componenti del Probe, si avvolge il complesso in due strati di seta sterlingata, quindi vi si salda intorno una custodia metallica cilindrica fatta con lamierino di ottone sottile (carta di Spagna).

L'impugnatura del puntale è in fibra tornita e svuotata all'interno. Il collegamento fra il Probe e l'amplificatore viene effettuato con coassiale RG 58 U però si può usare anche cavetto per microfoni a bassa perdita (non troppo lungo).

Le fasi di montaggio del Probe sono le seguenti:

1) saldare le varie parti cominciando dalla banana;

2) saldare uno spezzone di filo fra *R*1 e *R*2, questo spezzone di filo verrà in ultimo saldato all'involucro metallico che costituisce la massa;

3) avvolgere la seta sterlingata e fissarla con collante;

4) saldare al terminale di *R*3 la parte interna del cavo; ricoprire col nastro sterlingato ed irrigidire per alcuni cm con l'ausilio di cartoncino e di collante. Tener presente che proprio in questo punto che si hanno le rotture dovute all'usura.

5) Applicare la custodia metallica e saldarla sulla costola saldando anche il filo di collegamento a massa fra *R*1 ed *R*2.

6) Terminare la saldatura della custodia metallica diminuendo progressivamente il diametro (come un sigaro) e saldare infine anche la calza del cavetto;

7) infilare il cavetto nel coperchietto di fibra dell'impugnatura;

8) introdurre il Probe nell'impugnatura di fibra; fare una ingrossatura nel cavetto con cordellina di canapa, far scivolare il coperchietto nel cavo e terminare così la chiusura del puntale.

Uso del Signal Tracer

Viene preso come esempio lo schema di un ricevitore a 5 valvole (fig. 4).

* * *

A) *Il ricevitore è muto.*

Prima di iniziare l'esame col Signal Tracer accertarsi che le valvole siano accese e che le tensioni siano normali.

1) Applicare l'antenna del ricevitore un segnale di onde medie proveniente dall'oscillatore modulato.

2) Collegare il coccodrillo di massa del Signal Tracer allo chassis del ricevitore.

3) Mettere il Probe sul terminale della griglia pilota della 6K8. Se lo stadio di entrata non ha avarie si sentirà il segnale nell'altoparlante del Signal Tracer. Le cause del mancato funzionamento possono essere: *a*1) bobina di antenna interrotta od in corto circuito; *b*1) armatura del variabile o del compensatore in corto circuito; *c*1) griglia della 6K8 in corto circuito con altro elettrodo. Con l'ohmmetro si localizzerà subito la parte avariata.

4) Applicare il puntale del Signal Tracer al terminale di placca della 6K8. Le

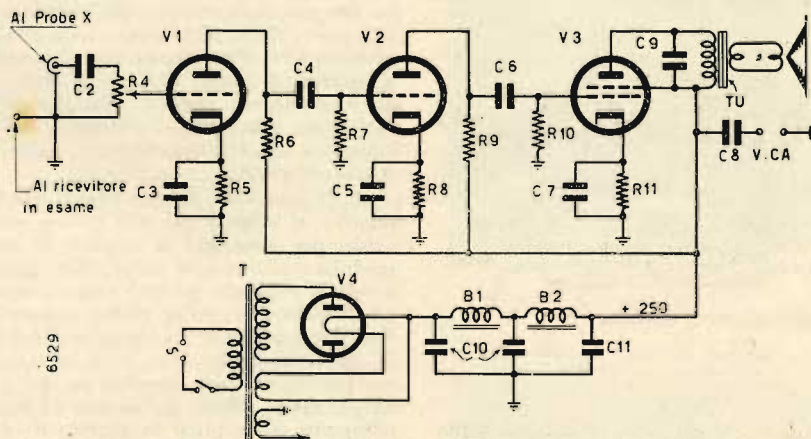



Fig. 2. - Schema elettrico di un Signal Tracer di moderna concezione.

Materiale occorrente per la realizzazione del Signal Tracer

*C*1 = 0,004 mica; *C*2 = 0,01 carta; *C*3 = 10 μF, 25 V; *C*4 = 0,01 carta; *C*5 = 10 μF, 25 V; *C*6 = 0,01 carta; *C*7 = 10 μF, 25 V; *C*8 = 0,01 carta; *C*10 = 16 μF × 2 Magneti Marelli; *C*11 = 8 μF Geloso.

*R*1 = 15 kohm, 0,5 W; *R*2, *R*3 = 1 Mohm; *R*4 = 0,5 Mohm, pot. Lesa con interruttore; *R*5 = 2,5 kohm, 0,5 W; *R*6 = 0,5 Mohm, 0,5 W; *R*7 = 0,5 Mohm; *R*8 = 2,5 kohm, 0,5 W; *R*9 = 0,1 Mohm, 0,5 W; *R*10 = 0,5 Mohm; *R*11 = 250 ohm, 2 W.

A.P. = Altoparlante magnetodinamico M 125 Microdyn. — *B*1-*B*2 = Bobine BF Geloso Z139R = 22 H, 600 ohm ciascuna. — *T* = Trasformatore alimentazione Geloso 5552 = 320+320—50 mA; 5 V—2 A; 6,3 V—1,2 A. — 1N34 = rettificatore al germanio.

*V*1 = 6J5; *V*2 = 6J5; *V*3 = 6V6; *V*4 = 5Y3.

cause per cui non si ode il segnale sono: *a*2) la convertitrice non funziona; *b*2) il primario del trasformatore F.I. è interrotto o cortocircuitato; *c*2) la bobina dell'oscillatore è interrotta o cortocircuitata; *d*2) il variabile od il compensatore sono cortocircuitati; *e*2) il condensatore di griglia dell'oscillatore è difettoso; *f*2) la resistenza di griglia dell'oscillatore è avariata. Per localizzare l'avaria si sostituisce prima la valvola e poi si procede con l'ohmmetro.

5) Se lo stadio convertitore funzionava regolarmente si applichi il puntale alla griglia al pilota della 6K7. Il mancato funzionamento è dovuto: *a*3) secondario del trasformatore F.I. interrotto od in corto circuito; *b*3) la griglia della 6K7 in c.c. con altro elettrodo.

6) Applicando il puntale alla placca della 6K7, il segnale deve essere più forte; se rimane allo stesso livello, la valvola non amplifica. Se non si sente alcun suono: *a*4) 6K7 difettosa; *b*4) primario del secondo trasformatore F.I. interrotto od in c.c.. Se il segnale va regolarmente dall'antenna alla placca della 6K7 si passa all'esame della rivelazione.

7) Applicare il puntale ai diodi della 6Q7, la mancanza di suono è dovuta: *a*5) 6Q7 difettosa (diodo); *b*5) secondario del c.c.; *c*5) condensatore del filtro RF avariato; *d*5) resistenza di carico dei diodi avariata; *e*5) filtro del CAV avariato.

8) Passare alla griglia della 6Q7. La mancanza dei segnali è dovuta: *a*6) alla resistenza della 6Q7 (triodo) avariata; *b*6) alla 6Q7 difettosa (griglia). - A questo punto la RF è modulata e quindi troviamo solo tensioni BF. Se il segnale è udibile dall'antenna alla griglia della 6Q7, il difetto sarà nella bassa frequenza.

9) Mettere il puntale sulla placca della 6Q7, l'assenza del segnale è dovuta: *a*7) 6Q7 (triodo) difettosa; *b*7) resistenza di placca interrotta; *c*7) circuito di griglia della 6V6 avariato.

10) Mettere il puntale sulla griglia della 6V6, il difetto si deve anche al condensatore di accoppiamento difettoso (*a*8).

11) Passare sulla placca della 6V6; la mancanza di suono si deve: *a*9) 6V6 difettosa; *b*9-*c*9) primario del trasformatore di uscita avariato condensatore in c.c.; *d*9)

Fig. 3. - Schema elettrico e particolare costruttivo del Probe.

resistenza di catodo interrotta. Se il segnale è udibile anche qui, la colpa è dell'altoparlante o del trasformatore di uscita.

* * *

B) *Distorsioni*:

Il Signal Tracer rende udibile la distorsione in qualsiasi stadio si verifichi. La miglior procedura è quella del paragrafo A) partendo dal primo stadio e seguendo il segnale su ogni griglia e su ogni placca.

La procedura verrà ripetuta finchè non s'incontra lo stadio che origina la distorsione. Supponendo ad esempio che, giunti alla griglia della 6V6, non si senta distorsione, è evidente che questa si deve o alla

Fig. 4. - Circuito elettrico di un ricevitore supereterodina tipico, preso in esame per mostrare il modo di procedere nell'uso del Signal Tracer. Le indicazioni composte da una lettera seguita da un numero fanno riferimento al testo.

valvola difettosa o al condensatore catodico avariato. Col Signal Tracer si trova molto facilmente la distorsione dovuta ai condensatori di fuga o di accoppiamento avariati. Nella ricerca delle fonti di distorsione è opportuno tenere il volume al minimo (shuntando la bobina mobile dell'altoparlante con una bassa resistenza); l'ascolto si farà con l'altoparlante del Signal Tracer.

* * *

C) *Brusche variazioni del volume*:

Il volume sonoro del ricevitore ha degli alti e dei bassi improvvisi; è questo uno dei casi più noiosi in cui il Signal Tracer rende impareggiabili servigi:

1) col ricevitore funzionante a volume normale, toccare col probe il terminale di placca delle varie valvole e notare l'amplificazione relativa di ciascun stadio. La cosa, ad orecchio, non è facile, e perciò conviene aiutarsi mettendo un misuratore di uscita sul Signal Tracer (presa V C.A.).

2) Appena il volume del ricevitore si abbassa o si alza, ripetere la verifica dell'amplificazione relativa di ciascun stadio; si troverà, così, quello in cui è il difetto.

3) Supponiamo ad esempio che il livello dei guadagni relativi sia invariato fino alla placca della 6Q7, mentre cala alla placca della 6V6. Procedendo per eliminazione, si applica il probe alla griglia della 6V6: se il guadagno, rispetto alla placca della 6Q7 è già diminuito, il difetto è nel condensatore di accoppiamento o nella resistenza di griglia.

4) Supponendo, invece, che il guadagno relativo si abbassi già alla prima valvola, prima per sincerarsi si applichi il segnale modulato alla griglia della 6K7, probabilmente i guadagni relativi saranno normali ed il difetto è nello stadio convertitore. Può darsi però che la variazione del livello influenzi anche altri stadi ed allora si verifichi la tensione anodica perchè è probabile che il difetto sia dovuto ad un condensatore elettrolitico in perdita o ad una raddrizzatrice a catodo scarsamente isolata. Se è nel primo e secondo stadio verificare il circuito del C.A.V.

* * *

D) *Valvole rumorose*:

Un'altra avaria noiosa è quella data da valvole che si comportano benissimo sullo strumento provavalvole, ma che, montate sul ricevitore, producono rumori, grattamenti, ronzii ecc. Applicando il probe alla griglia ed alla placca di ogni valvola, si troverà, facilmente lo stadio in cui ha origine il difetto che, sostituendo la valvola, dovrebbe comparire.

NOTIZIE IN BREVE

E' in corso di costruzione presso il laboratorio di ricerche della marina statunitense un gigantesco riflettore metallico del peso di 68 tonnellate e del diametro di 180 metri. Si tratta di un nuovo tipo di telescopio destinato a scoprire e registrare le radiazioni emesse dal sole, dalle stelle e dagli ammassi stellari noti come radio-stelle. Inoltre il gigantesco apparecchio potrà anche essere utilizzato per rilevamenti meteorologici e altri studi atti a facilitare le radiocomunicazioni. Com'è noto, infatti, gli astronomi hanno constatato che i getti di idrogeno fiammeggiante, proiettati nello spazio dal sole, al pari dei segnali-radio emessi dalle radiostelle, influenzano per migliaia di chilometri le condizioni atmosferiche.

* * *

LA società Siemens è riuscita a realizzare un tubo a raggi catodici a quattro cannoni elettronici che permette di vedere simultaneamente il corso di quattro fenomeni sullo stesso schermo fluorescente.

* * *

UNA interessante novità apparsa sul mercato americano è un accumulatore zinco-argento, con una soluzione di potassa caustica quale elettrolita.

L'elettrodo d'argento costituisce il polo positivo. La tensione ai capi di un elemento è di 1,5 volt e rimane assai costante per tutto il tempo della scarica. Questo accumulatore si distingue dai tipi normali per il suo piccolo ingombro ed il suo leggero peso, a parità di capacità energetica.

La realizzazione di questa novità è stata possibile utilizzando gli studi del francese Prof. H. André.

* * *

SI sta installando tra Amburgo e Langenberg un cavo di 343 km con sei stazioni relais intermedie. La rete sarà estesa a Colonia (45 km) ed a Francoforte con due relais intermedi.

* * *

SARA' organizzato prossimamente a Berlino Ovest un servizio di televisione in concorrenza con la trasmittente Sovietica di Adlersdorf e con l'industria russa della televisione. Tale trasmittente avrà una potenza di 3 kW e con una definizione diversa dalle 625 linee onde evitare reciproche interferenze.

NEI MEANDRI DEI SUONI

di PIETRO RIGHINI *

Come si distinguono tra loro i vari strumenti musicali?

Lasciamo da parte le distinzioni tecniche e riferiamoci soltanto alle caratteristiche foniche. La risposta è ovvia: gli strumenti musicali si distinguono per le peculiarità del loro suono. Il suono, come tutti sanno, ha tre caratteri fondamentali: *altezza, intensità, timbro*. Strumenti di diversa natura possono avere in comune tra di loro l'altezza e l'intensità del suono, ma non avranno mai un timbro uguale, chè, anzi, proprio per questo si distinguono.

L'altezza del suono dipende dalla frequenza delle vibrazioni; l'intensità è invece determinata dall'ampiezza delle vibrazioni stesse. Per il timbro la questione è più complessa in quanto le sue cause risiedono nella quantità e nella intensità delle « armoniche » che accompagnano l'oscillazione fondamentale, il cui termine tecnico è quello di *prima armonica*. Quindi il suono del violino si differenzia da quello del trombone solo per il diverso numero e la diversa intensità delle armoniche che convibrano con la prima armonica, fondamentale o generatrice che dir si voglia. Le armoniche sono sempre dei suoni puri, ed hanno la loro rappresentazione grafica in una linea serpentina chiamata « sinusoide ». Questa linea non è stata scelta arbitrariamente, ma è la risultante naturale di due moti, uno dei quali è un moto periodico e l'altro è l'asse dei tempi che si muove ortogonalmente a quello periodico. Due successivi punti in concordanza di fase rappresentano un *periodo* ossia una *vibrazione completa*, la cui espressione abbreviata è Hz. Quindi, quando si dice che un moto periodico ha la frequenza di 500 Hz, ciò significa che le fasi che compongono il periodo si ripetono 500 volte in 1 secondo, essendo il minuto secondo l'unità di tempo prescelta per queste misure. Se noi pensiamo al pendolo avremo una idea chiarissima della questione: un movimento completo di andata e di ritorno è un periodo. E così è pure per gli strumenti musicali: una vibrazione completa di una corda armonica o una fase di condensazione e una di rarefazione dell'aria contenuta in un tubo sonoro sono due esempi evidentissimi di quello che si deve intendere per *periodo*. La figura 1 rappresenta appunto un segmento di linea sinusoidale comprendente un intero periodo.

I movimenti oscillatori del corpo sonoro proprio dei vari strumenti musicali sono, come abbiamo dianzi detto, accompagnati da oscillazioni concomitanti che si generano contemporaneamente alla oscillazione fondamentale e che con essa convibrano. Queste oscillazioni concomitanti (*armoniche*) hanno una propria frequenza, che è sempre un multiplo esatto della frequenza dell'oscillazione fondamentale (*prima armonica*). Perciò: supponendo che la frequenza di una prima armonica sia di 100 Hz, le sue armoniche avranno una frequenza rispettivamente pari a 200 Hz la seconda, 300 Hz la terza e così via.

Dal punto di vista musicale è da notare che la 1ª, 3ª e 5ª armonica formano un accordo perfetto maggiore (prendendo ad esempio la tonalità di *do* avremmo: *do* prima armonica; *mi* quinta armonica; *sol* terza armonica). Queste tre armoniche ed i loro multipli sono quindi consonanti, tutte le altre, vale a dire tutte le armoniche a partire dalla 7ª il cui numero d'ordine è un numero primo, o un suo multiplo, sono invece dissonanti. Le armoniche consonanti conferiscono al suono ampiezza ed espressività, le altre lo rendono aspro e tagliente, particolarmente se sono di ordine elevato. In una corda battuta o pizzicata la intensità delle armoniche è inversamente proporzionale al quadrato del loro numero d'ordine; la qual cosa significa che se si considera pari a 1 la intensità della prima armonica, quella della seconda sarà di $1:2^2$, ossia di 1/4; quella della terza di $1:3^2$, ossia di 1/9, ecc. ecc. Negli altri casi l'intensità delle armoniche varia da strumento a strumento e da suono a suono.

Abbiamo detto poco prima che le armoniche, vale a dire i suoni puri, sono rappresentati graficamente da una sinusoide, ed abbiamo anche affermato che le armoniche convibrano unitamente alla frequenza fondamentale; quindi se una sinusoide rappresenta una sola armonica (supponiamo la prima) quale forma assumerà la curva, rappresentativa del suono, se alla prima armonica se ne sovrappongono delle altre?

E' evidente che se disegnassimo una sopra all'altra delle sinusoidi rappresentanti movimenti periodici in relazione armonica, ossia di frequenza multipla della fondamentale, avremmo un disegno confuso che non potrebbe affatto dare l'idea complessiva di ciò che da quell'insieme ne risulta, ma se invece sommiamo algebricamente quelle curve (*componenti*) avremo una curva (*risultante*) di forma del tutto particolare che sarà l'espressione esatta di tutto l'insieme. La somma algebrica di queste curve può essere fatta col calcolo, col disegno e con apparecchi speciali che dànno automaticamente la risultante di qualsiasi combinazione. In una linea sinusoidale la lunghezza d'onda (periodo) è relativa alla frequenza; quindi se la lunghezza d'onda di una prima armonica corrisponde ad X, la sua seconda armonica avrà una lunghezza pari ad $X:2$; la terza $X:3$ e così di seguito, essendo la lunghezza d'onda inversamente proporzionale alla frequenza. Nel caso specifico dei suoni musicali la *effettiva* lunghezza d'onda del suono corrisponde alla velocità del medesimo divisa per la sua frequenza.

Nell'aria, alla temperatura di 0 °C ed alla pressione di 760 mm di Hg (simbolo del mercurio), la velocità delle onde sonore è di circa 333 metri al secondo. Nella pratica normale, vale a dire a 16 °C, la velocità è maggiore e la si può ritenere pari a 340 metri. Quindi: se un suono si propaga nell'aria, nelle condizioni predette (16 °C), e la sua frequenza di oscillazione è di 340 Hz la sua lunghezza d'onda è pari a metri 1. Le corde armoniche ed i tubi sonori aperti hanno una lunghezza utile che è pari a mezza onda. I tubi sonori chiusi, o funzionanti come tali (clarinetti), hanno una lunghezza ancora minore: ¼ della lunghezza dell'onda del loro suono.

Nelle corde armoniche e nei tubi sonori aperti si possono generare armoniche di

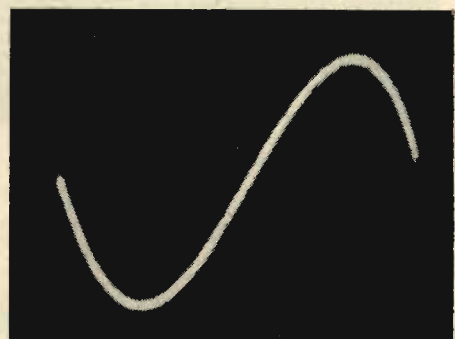



Fig. 1.

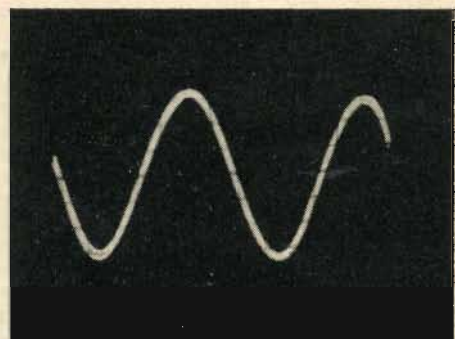



Fig. 2. - La *dell'organo Hammond* 223 *Hz.*

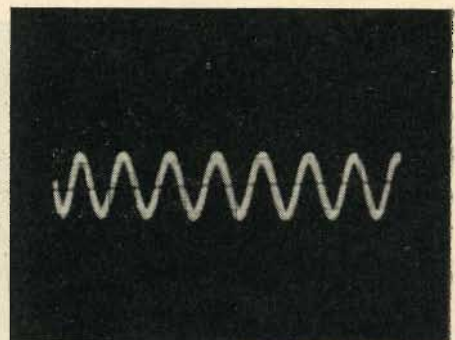



Fig. 3. - *Quarta armonica* 892 *Hz.*

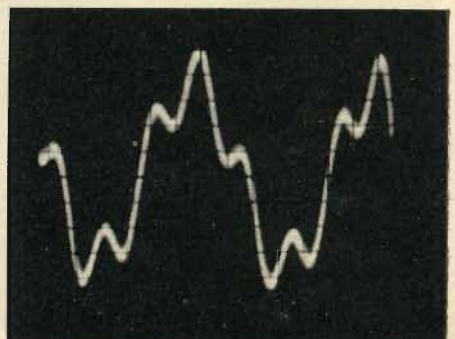



Fig. 4. - 1ª *e* 4ª *armonica.*

(*) Titolare della Cattedra di Fisica Acustica degli Strumenti Musicali al Conservatorio di Torino.

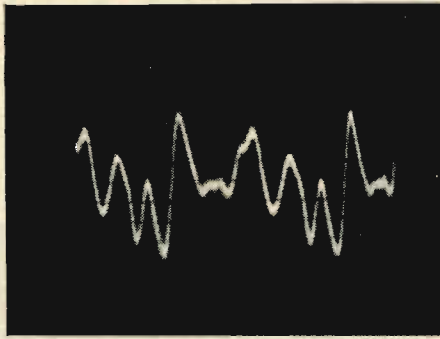



Fig. 5. - *Violino* mi 660 *Hz*.

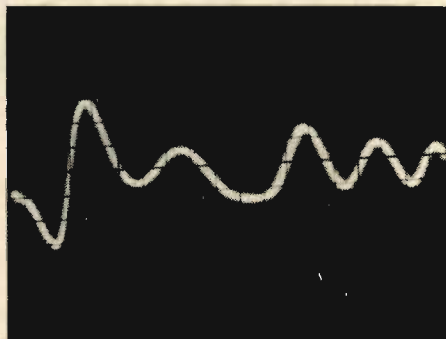



Fig. 6. - *Trombone* 147 *Hz*.

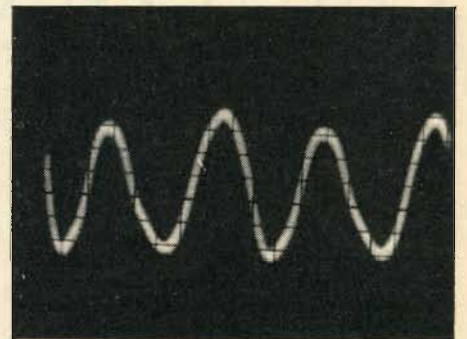



Fig. 7. - *Oboe* mi 660 *Hz*.

qualsiasi ordine; nei tubi sonori chiusi e nei clarinetti si generano invece solamente armoniche di ordine dispari, e ciò per ragioni che non è il caso di approfondire in questo momento. E' evidente quindi che il timbro del suono di questi ultimi strumenti sarà determinato solamente da armoniche dispari.

Ritorniamo ora alle curve rappresentative del suono.

Si è detto che la somma algebrica delle componenti determina una risultante comune. Aggiungasi anche che con procedimento inverso (che è assai lungo e difficile), da una qualsiasi risultante si possono estrarre le singole componenti. Questo processo si identifica (nel nostro caso) con la analisi del suono. Anche per questo processo esistono apparecchi (analizzatori) che facilitano di molto il lavoro di analisi e che lo rendono più preciso. In conclusione possiamo affermare che è possibile riprodurre con assoluta fedeltà la curva di una qualsiasi onda sonora, e quindi quella del suono di un qualunque strumento musicale e della voce umana.

Vogliamo ora esaminare qualche curva del suono di vari strumenti musicali?

La figura 2 rappresenta un la_2 emesso, come unica armonica, da una ruota fonica di un organo Hammond; un paio di periodi; frequenza 223 Hz. La figura 3 rappresenta la sola quarta armonica di quello stesso suono (892 Hz).

Ed ecco quale è la risultante della unione di queste due armoniche (fig. 4).

La « distorsione » subita dalla sinusoide per effetto della concomitanza delle due armoniche è evidente. Maggiori e più numerose sono le distorsioni, altrettanto più intense e più numerose sono le armoniche e, conseguentemente, più sensibile è il loro effetto sul timbro, il quale varierà in proporzione.

Ecco poi il suono di un violino (un ottimo violino antico, di autore). Si tratta di un mi_4 (660 Hz) (v. fig. 5).

La fig. 6 rappresenta la curva di un suono di trombone (re_2 147 Hz).

In linea generale il suono degli strumenti ad arco è molto ricco di armoniche, ma non è detto che uno stesso strumento produca sempre la stessa curva se diversa è la frequenza del suono che emette. La curva varia talvolta in modo evidentissimo. L'esempio che riportiamo si riferisce al suono dell'oboe. Il primo esperimento è stato eseguito sul mi_4 (660 Hz), fig. 7; il secondo riguarda invece un la_3 (446 Hz), ossia un suono che è solamente una quinta sotto al suono precedente. Fig. 8.

E chi direbbe che si tratta del suono emesso dallo stesso strumento? Entrambi i suoni sono stati emessi sul colorito « mezzo forte ».

Differenze molto grandi nella forma della curva si notano anche se varia sensibilmente la forza con la quale il suono viene emesso. Ecco un suono di corno (fa_3 360 Hz) emesso la prima volta (fig. 9) « piano » e la seconda volta (fig. 10) « forte ».

Anche in questo caso la differenza fra le due curve è grandissima.

Sempre in linea generale si può affermare che il suono degli strumenti ad arco è, come abbiamo detto, il più ricco di armoniche, con una punta per il suono della viola (fig. 11) re_3, 295 Hz; e che il suono

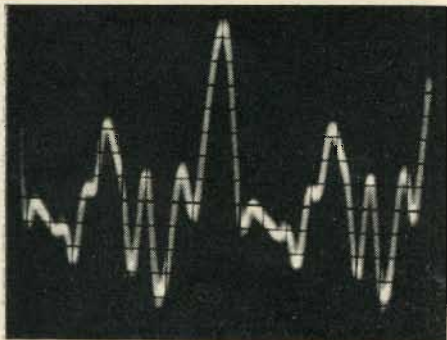



Fig. 8. - *Oboe* la 446 *Hz*.

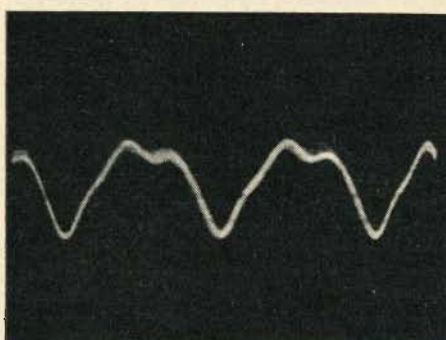



Fig. 9. - *Corno* fa 360 *Hz suonato* mezzo forte.

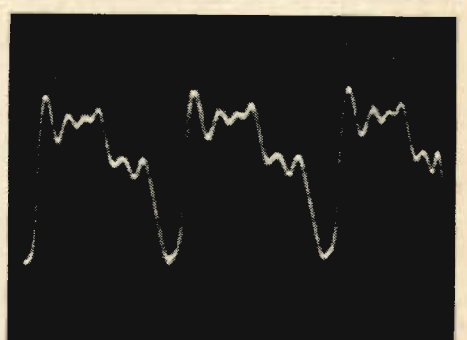



Fig. 10. - *Stesso suono della fig. 9 ma suonato* fortissimo.

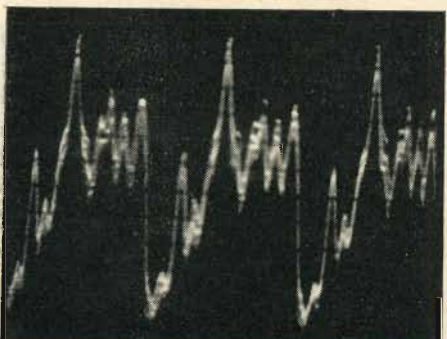



Fig. 11. - *Viola* re 295 *Hz*.

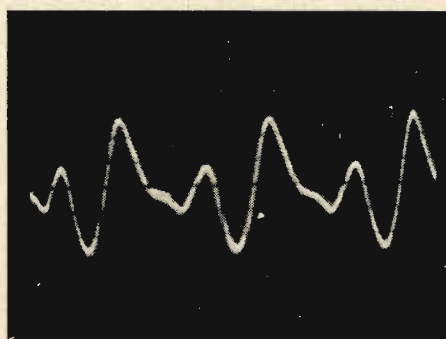



Fig. 12. - *Corno* la 223 *Hz suonato in direzione del microfono.*

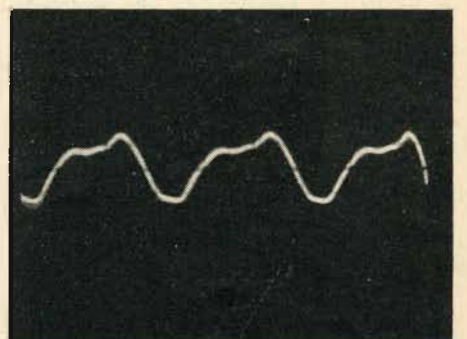



Fig. 13. - *Stesso suono della fig. 12 ma emesso a 180° rispetto il microfono.*

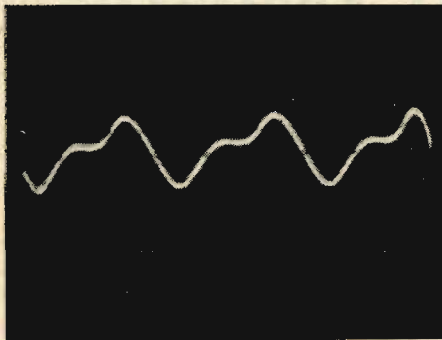



Fig. 14. - *Ancora lo stesso suono di corno emesso a maggiore distanza ma in direzione del microfono.*

mento, in quanto il suo suono è determinato da elementi che hanno una frequenza superiore a quella dei rispettivi fondamentali. Prendiamo ad esempio un suono di tromba, il fa_3 (360 Hz). L'analisi della curva ci dice che questo suono è costituito solo per il 27% dall'intensità della prima armonica, mentre il restante 73% è dato dalle altre armoniche, fra le quali la terza ha un'intensità che, già da sola, è superiore a quella della prima; esattamente il 33% della intensità totale. La stessa terza armonica ha una frequenza di 1080 Hz. E' chiaro quindi che il microfono ha caratteristiche direzionali diverse per i 360 ed i 1080 Hz, il suono della tromba varierà di timbro col variare della direzionalità della nota emessa molto più di quello che varierebbe il suono di un altro strumento il cui timbro fosse costituito prevalentemente dalla prima e dalla seconda armonica. Ad esempio: lo stesso suono emesso da un corno, tanto per restare nell'ambito di strumenti congeneri.

Un campo fertile di studi e di esperienze è offerto da questa materia alla attenzione dei tecnici e degli studiosi.

A questo primo articolo altri ne seguiranno, dove gli argomenti ora appena accennati potranno trovare più ampia trattazione, particolarmente per ciò che riguarda alcuni problemi d'acustica sin'ora poco divulgati e per quanto si riferisce alla ripresa microfonica dei suoni ed agli accorgimenti necessari affinchè tale ripresa sia la più fedele possibile. (6540)

---

di un qualsiasi strumento è tanto più ricco di armoniche quanto esso è più basso e quanto più è suonato forte, escludendo però i suoni bassissimi degli strumenti a fiato, che, per ovvie ragioni tecniche, non possono essere emessi con il massimo della potenza sonora possibile a ricavarsi dallo strumento; in particolare per gli strumenti di ottone, per i clarinetti e per i flauti.

Ecco infine in che modo influisce la direzionalità del suono rispetto l'asse del microfono. Il primo esempio si riferisce ad un suono di corno (la_2, 223 Hz) suonato « mezzo forte » e in direzione del microfono (fig. 12); il secondo esempio riguarda lo stesso suono, emesso sempre sullo stesso colorito, ma con un angolo di 180° (v. fig. 13).

Ancora lo stesso suono emesso in direzione del microfono ma a maggiore distanza (circa 7 volte) (fig. 14).

Si potrebbe continuare a lungo con la presentazione di altre curve poichè moltissime sono state le prove eseguite, ma tutto ciò aggiungerebbe ben poco alle considerazioni che sono state già specificate in linea generale. Molte delle prove eseguite riguardano poi materia che esula dallo scopo di quest'articolo.

Osservazioni interessanti si sono ricavate analizzando l'influenza della direzionalità del suono sul timbro. Che la direzionalità debba influire non solo sull'intensità del suono ma anche sul timbro appare evidente solo che si consideri come l'attenuazione delle frequenze, dovuta alla variazione della direzionalità, a partire da 0° rispetto l'asse microfonico, non è lineare per tutte le frequenze. E qui entrano in giuoco anche altre considerazioni che riguardano la acustica dell'ambiente (riflessioni, riverbero, risonanze, ecc.). E' indubbio che la resa di uno strumento o della voce può essere falsata quando la sua posizione, rispetto il microfono, non sia stata curata nel migliore dei modi. Occorre quindi considerare non solamente la potenza acustica degli strumenti, ma anche le loro caratteristiche timbriche, la frequenza media della loro gamma utile nella pratica musicale e, altra questione importante, la frequenza media delle armoniche che entrano normalmente nella formazione del suono dei vari strumenti.

Ciò sempre in linea generale, poichè, nonostante che in senso assoluto non vi siano suoni perfettamente uguali, un criterio di massima coerente con i dettami della teoria e dell'esperienza, dovrà sempre guidare la ripresa dei suoni. Vi sono strumenti il cui suono è costituito in prevalenza da armoniche superiori alla prima. In questi casi sarebbe errato considerare solo la gamma musicale in cui suona normalmente lo stru-

notiziario industriale

I DIODI AL GERMANIO DELLA PHILIPS

I NOSTRI lettori hanno già avuto documentazione circa il funzionamento e l'impiego di questi moderni elementi che grande apporto hanno dato alla «miniaturizzazione » di tutti i montaggi. Sinora però i tipi che sul nostro mercato potevano essere reperibili erano per la maggior parte materiale di « Surplus » o di non facile importazione d'oltre mare. La **Philips** arricchisce ora la sua vasta gamma di prodotti con l'aggiunta di questi « diodi al germanio » rendendo così facile l'approvvigionamento e di conseguenza l'adozione di questi in costruzioni di serie, non deve preoccupare i costruttori. In seguito a queste considerazioni passiamo ad illustrare le caratteristiche tecniche di questi nuovi prodotti **Philips.**

Utilizzazione

Il volume di questi raddrizzatori di cristallo a contatto, non è che una frazione del volume dei diodi termionici corrispondenti; per la mancanza del filamento, il collegamento è più semplice e vengono eliminati i rumori. I diodi al germanio possono fornire una potenza molto più alta dei raddrizzatori a strato di sbarramento a parità di dimensioni e possono funzionare a frequenze molto più elevate in seguito alla loro debole capacità in parallelo. La resistenza interna è ugualmente molto attenuata ciò che è importante sopratutto per un carico di debole resistenza. Se una corrente non circola con intensità maggiore del normale simultaneamente, sovratensioni transitorie ugualmente importanti non causano alcun danno: i diodi si rigenerano dopo la scarica.

La costanza delle proprietà elettriche e la resistenza agli urti ed alle vibrazioni, sono molto elevate; la sicurezza del funzionamento è eccellente, la durata notevolmente lunga.

Mercè ad un involucro di vetro ermeticamente chiuso, i cristalli sono protetti completamente contro le influenze atmosferiche; essi si addicono per l'impiego a forti altezze tanto nelle regioni tropicali, come nelle polari.

I supporti dei tubi sono superflui: i diodi possono essere inseriti nel cablaggio di un apparecchio; possono venire montati uno contro l'altro senza pericolo di corto circuito.

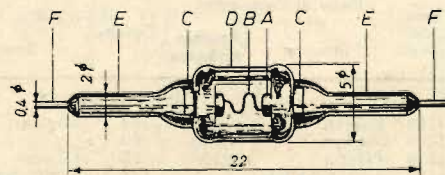
In seguito alle loro notevoli qualità, questi diodi al germanio sono utilizzati per il raddrizzamento e la rivelazione a frequenze che raggiungono qualche centinaio di megahertz, in numerosissimi montaggi per la radio e la televisione, per le telecomunicazioni, le macchine calcolatrici, gli apparecchi di misura A.F. ed altri apparecchi elettronici. Come esempi tipici nel campo di estesissime applicazioni, possiamo citare dei diodi al germanio, come:

- rivelatore nei ricevitori a cristallo,
- secondo rivelatore,
- rivelatore video,
- rivelatori di segnali modulati in frequenza,
- diodo « clipper » (modellatore),
- limitatore di rumori,
- diodo mescolatore per UHF,
- modulatore e demodulatore,
- elemento per diversi tipi di voltmetri, wattmetri e misuratori di campo.

Fig. 1

Costruzione

I diodi sono costituiti da un disco A (fig. 1), dal semiconduttore al germanio di qualità speciale, alla superficie del quale appoggia la punta sottile d'un filo di tungsteno B. Questo insieme possiede proprietà raddrizzatrici essendo la resistenza molto più alta in un senso che nell'altro.

Se si applica una tensione continua, la corrente è molto più intensa quando il filo è positivo ed il disco negativo, che nel senso inverso; per questo il filo è chiamato anodo e il disco catodo del cristallo. *(segue a pag. 188)*

PIANO DI COPENAGHEN E SUA REALE APPLICAZIONE

ELENCO DI STAZIONI DELLA ZONA EUROPEA RAGGRUPPATE PER STATO

a cura di NINO PISCIOTTA

(PARTE PRIMA)

Con questo lavoro forniremo ai nostri lettori, in poche puntate, un quadro completo ed aggiornato di tutte le stazioni di radiodiffusione europee raggruppate per nazione.

Gli Stati di cui ci occuperemo sono tutti quelli che hanno partecipato alla conferenza per la ridistribuzione delle frequenze svoltasi a Copenaghen nel settembre 1948.

Particolare valore assume il nostro lavoro per il fatto che, oltre alla segnalazione delle frequenze assegnate ed alla potenza massima da sfruttare, indica tutte le frequenze e potenze realmente utilizzate sia dagli Stati che hanno aderito al Piano sia da quelli che non lo hanno accettato riservandosi ampia libertà d'azione.

Lo studio comprende 42 nazioni indicate con un numero progressivo:

1) Albania
2) Algeria
3) Andorra
4) Austria *
5) Belgio
6) Bulgaria
7) Cecoslovacchia
8) Danimarca
9) Egitto *
10) Finlandia
11) Francia
12) Germania *
13) Gran Bretagna e Irlanda del Nord
14) Grecia
15) Irlanda (Eire)
16) Islanda *
17) Israele
18) Italia
19) Jugoslavia
20) Libano
21) Libia
22) Luxemburgo
23) Marocco Fr.
24) Pr. Monaco
25) Norvegia
26) Olanda
27) Polonia
28) Portogallo
29) Romania
30) Saarre
31) Siria *
32) S. Marino
33) Spagna *
34) Svezia *
35) Svizzera
36) Tangeri
37) Territorio Libero di Trieste
38) Tunisia
39) Turchia
40) U.R.S.S.
41) Ungheria
42) Vaticano

Gli Stati che, pur prendendo parte alla Conferenza, non hanno aderito alle decisioni prese sono quelli segnati con asterisco. La Spagna non ha preso parte perchè non invitata.

La Germania e l'Austria sono state divise per zone di occupazione e specchietti separati sono stati compilati per: Isole Fär Öer, Cipro, Gibilterra, Malta, Azzorre, Madera, Marocco Spagnolo, Bielo Russia, Estonia, Carelia Finnica, Lituania, Lettonia, Moldavia, Ucraina.

Le frequenze attribuite dalla Conferenza di Atlantic City alla radiodiffusione europea per la banda delle onde lunghe e medie sono: da 150 a 285 kc/s e da 525 a 1605 kc/s.

A Copenaghen tali frequenze vennero divise in 15 canali per le onde lunghe da 155 a 281 kc/s ed in 121 canali per le onde medie da 529 e 1602 kc/s. Lo scarto da canale a canale è: 9 kc/s per le onde lunghe e medie fino a 1538 kc/s, 8 kc/s da 1538 a 1602 kc/s. Data la caratteristica dell'onda tra 529 e 539 kc/s è stato mantenuto 10 kc/s. Una gamma particolare di « derogazione » è stata concessa a diverse stazioni. Tale gamma ricopre le frequenze da 415 a 490 kc/s e da 510 a 525 kc/s.

Le tabelle che seguono sono divise in due parti: la prima concerne le stazioni assegnate ai singoli stati a Copenaghen con frequenza e potenza massima sfruttabile. La seconda concerne il numero del canale cui la frequenza nominale assegnata si riferisce, il nominativo esatto della stazione operante, la potenza reale e la frequenza media d'uso.

I dati controllati sia sulle pubblicazioni tecniche del B.U.I.T., O.I.R., U.E.R., che sui vari radio giornali delle singole società di radiodiffusione si intendono validi al 26 luglio 1951.

Le abbreviazioni: o.c.i ed o.c.n. indicano l'onda comune internazionale ed i raggruppamenti sincronizzati delle singole nazioni.

Sull'o.c.i. le potenze massime ammesse per le stazioni adoperanti frequenze del tipo I sono di 2 kW/a e di kW/a 0,250 per quelle del tipo II. Eccezione fatta per Radio Vaticano che adopererà 5 kW/a.

Freq. del canale	Piano di Copenaghen		Canale	Situazione attuale		
	Stazione	Potenza ammessa		Stazione	Potenza kW/a	Freq. kc/s
			1. ALBANIA			
1088	Koriza	10	63	Koriza	0,2	1088
1088	Scutari	10	63			
1358	Tirana	100	93	Tirana	5	1362,5
1430	Argirocastro	5	101	Argirocastro	0,1	1430
1484	o.c.i.		107	Hekurudha	0,2	1484
			2. ALGERIA			
890	Algeri I	100	41	Algeri II	20	890
980	Algeri II	100	51	Algeri I	50	980
1142	Costantina I	20	69	Costantina I	20	1142
1142	Orano I	40	69	Orano I	0,125	1142
1304	Costantina II	20	87	Costantina II	20	1304
1304	Orano II	40	87	Orano II	0,2	1304
1421			100	Forte Nazionale (Kabila)	0,750	1421,7
1421			100	Tlemecen	0,750	1421,2
1484			107	Algeri III	0,250	1484
			3. ANDORRA			
818			33	Andorra	80	821,9
1594	o.c.i.		120			
			4. AUSTRIA (Zona Americana)			
755			26	Vienna RWR	15	755
1250			81	Salisburgo RWR	5	1250
1394	Dorbin	5	97	Linz RWR	15	1394
1394	Graz	15	97			
1394	Innsbruk	5	97			
1394	Linz	5	97			
1457			104	Ische RWR	0,050	1460
			* * *			
773			28	S. Johann BDN	0,35	773
881			40	Salisburgo BDN KZCA	1	881
890			41	Linz BDN	1	890
980			51	Saalfelden BDN	0,35	980
1034			57	Vienna BDN WOFA	1	1034
			(Zona Britannica)			
519			Derog.	Graz II Alp.	0,2	519
556			5	Vienna Alp.	15	566
719			22	Graz S. Peter Alp.	15	719
719			22	Klagenfurt I Alp.	7	719
1088			63	Wolfsberg	0,08	1088
1304			87	Klagenfurt II Alp.	0,1	1302,2
			* * *			
1025	Graz	100	56	Graz Dobl B.B.C.	100	1025
			* * *			
576			5	Graz B.F.B.S.	1	563,5
576			5	Klagenfurt B.F.B.S.	0,250	656,2
872			39	Vienna B.F.B.S.	0,800	868
			(Zona Francese)			
629			12	Dorbin - Voralberg	15	629
629			12	Innsbruck	1.5	629
			(Zona Sovietica)			
584	Vienna I	120	7	Vienna I RAVAG	35	584
1475	Vienna II	30	106	Vienna II RAVAG	2	1475
1475	Salisburgo	20	106			
1475	Klagenfurt	20	106			
			5. BELGIO			
620	Bruxelles I	150	11	Bruxelles I	20	620
926	Bruxelles II	150	45	Bruxelles II	20	926
1124	Bruxelles III	20	67	Bruxelles IV (Marche)	10	1124
1124			67	Houdeng	10	1124
1484	o.c.i.		107	Liegi	5	1484
1484	o.c.i.		107	Vichte	0,25	1484
1511	Bruxelles IV	20	110	Bruxelles III (Veltem)	20	1151
1594	o.c.i.		120			
			6. BULGARIA			
593	Sofia II	60	8	Sofia II	60	593
827	Sofia I	100	34	Sofia I	100	827
1124	Varna	5	67	Stalina (Varna)	5	1123,8
1223	Stara Zagora	20	78	Stara Zagora	20	1222,8
1594	o.c.i.		120			
			7. CEKOSLOVACCHIA			
182			4OL	Morava		182
272	Cesconslovensko	200	14OL	Praga - Dlouha-V.	10	272
638	Praga I	150	13	Praga I Liblice	120	638
701	Banska-Bystrica	100	20	Banska - Bystrica	25	701
701	o.c.n.	5	20	Bratislava II	2	701
701			20	Kosice II	2	701
953	Morava	150	48	Brno I Dobrochov	100	953
1097	Bratislava	150	64	Bratislava I - Kostolany	150	1097
1097	o.c.n.	5	64			

Freq. del canale	Piano di Copenaghen – Stazione	Piano di Copenaghen – Potenza ammessa	Canale	Situazione attuale – Stazione	Situazione attuale – Potenza kW/a	Situazione attuale – Freq. kc/s
1232	Budejovice	5	79	Kosice	100	1232
1232	Cechy-Zapad	25	79			
1232	Morava-Vichod	25	79			
1232	Praga II	100	79			
1286	Kosice	100	85	Praga II Melnik	100	1285,8
1484	o.c.i.		107	Brno II Komarov	2	1484
1484	o.c.i.		107	Hradec-Kralove	0,5	1483,9
1484	o.c.i.		107	Jilhava	2	1483,8
1484	o.c.i.		107	Liberec	0,5	1484
1484	o.c.i.		107	Vysilac tatry	0,5	1485,3
1484			107	Usti - Labem	0,5	1484
1520	Jihlava	5	11	Cesko - Budejovice	5	1520
1520	Ostrava	30	111	Karlovy Vary	15	1520
1520	Pilsen	30	111	Ostrava	20	1520
1520			111	Pilsen	15	1520
1594	o.c.i.					

8. DANIMARCA

Freq. del canale	Piano di Copenaghen – Stazione	Piano di Copenaghen – Potenza ammessa	Canale	Situazione attuale – Stazione	Situazione attuale – Potenza kW/a	Situazione attuale – Freq. kc/s
245	Kalundborg	150	11OL	Kalundborg I	60	245
1061	Danimarca Est	60	60	Kalundborg II	5	1061
1430	Kopenaghen	10	101	Kopenaghen I	30	1430
1430	Danimarca Ovest	70	101	Skive	70	1430
1484	o.c.i.		107	Kopenaghen II	2	1484
1484	o.c.i.		107	Aalborg - Tonder	0,25	1484
1594	o.c.i		120	Esbjerg	2	1594
			Isole Fär Oer			
1367	Thornshavn	5	94			

9. EGITTO

Freq. del canale	Piano di Copenaghen – Stazione	Piano di Copenaghen – Potenza ammessa	Canale	Situazione attuale – Stazione	Situazione attuale – Potenza kW/a	Situazione attuale – Freq. kc/s
557	Cairo II	20	4			
620			11	Cairo I	20	620
728			23	Assiut	2	732
773	Cairo I	50	28			
1124			67	Alessandria	0,5	1122
1250	Basso Egitto	5	81			
1340	Alessandria	5	91			
1349			92	Cairo II	5	1349
1394			97	Fayid B.F.B.S.	1	1393,1

10. FINLANDIA

Freq. del canale	Piano di Copenaghen – Stazione	Piano di Copenaghen – Potenza ammessa	Canale	Situazione attuale – Stazione	Situazione attuale – Potenza kW/a	Situazione attuale – Freq. kc/s
254	Lahti	200	12OL	Lahti	150	254
433	Oulu	10	Derog.	Oulu (Ulea)	10	433
518			Derog.	Joensu	1	520
557	Helsinki	100	4	Helsinki I	10	557
755	Kuopio	20	26	Knopio	20	775
962	Turku	100	49	Turku I (Abo)	40	962
989	Rovaniemi	10	52			
1241	Vaasa	50	80	Vaasa	10	1241
1484	o.c.i.		107	Helsinki II	1	1484
1484	o.c.i.		107	Pietarsaari (Jacobstad)	1	1484
1484	o.c.i.		107	Pöri (Björneborg)	1	1484
1484	o.c.i.		107	Tammissari (Ekenäss)	0,2	1484
1484	o.c.i.		107	Tampere (Rammersfors)	1	1484
1484	o.c.i.		107	Turku II	0,2	1484
1594	o.c.i.		120	Hanko (Hangö)	0,2	1594
1594	o.c.i.		120	Karja (Karis)	0,2	1594

11. FRANCIA

Freq. del canale	Piano di Copenaghen – Stazione	Piano di Copenaghen – Potenza ammessa	Canale	Situazione attuale – Stazione	Situazione attuale – Potenza kW/a	Situazione attuale – Freq. kc/s
164	Allouis	450	2OL	Strasburgo II	20	164
602	Lione	150	9	Lione I	100	602
674	Marsiglia	100	17	Marsiglia I	20	674
674			17	Parigi III	24	674
710	Limoges	150	21	Limoges I	100	710
791	Rennes	150	30	Rennes I	100	791
836	Nancy	150	35	Nancy I	20	836
863	Parigi I	150	38	Parigi I	100	863
944	Tolosa I	100	47	Tolosa I	100	944
944			47	Parigi IV	1	944
1070	Parigi II	100	61	Parigi II	10	1070
1070			61	Bordeaux III	1	1070
1070			61	Lille III	2	1070
1070			61	Lione III	1	1070
1070			61	Marsiglia III	1	1070
1070			61	Nancy III	1,5	1070
1070			61	Nantes II	0,05	1070
1070			61	Mulhouse	0,05	1070
1160	Strasburgo I	150	71	Strasburgo I	20	1160
1205	Bordeaux I	100	76	Bordeaux I	100	1205
1241	Bayonne	20	80	Annemasse	1	1241
1241	Clermont-Ferrand	20	80	Clermont-Ferrand I	20	1241
1241	Corse	10	80	Digione I	20	1241
1241	Grenoble	20	80	Grenoble I	15	1241
1241	Le Havre	20	80	Montpellier I	10	1241
1241	Montbeliard	20	80	Pau I	20	1241
1241	Nizza	20	80	Nizza III	1	1241
1241	Quimper Quimerq	20	80	Quimper Quimerq	20	1241
1241			80	Portiers	1	1241
1277	Lilla	150	84	Lilla I	100	1277
1349	Corse	10	92	Limoges II	20	1349
1349	Marsiglia	50	92	Lione II	25	1349
1349	Nantes	10	92	Montelimar	1	1349
1349	Tolosa	50	92	Tolosa II	20	1349
1349			92	Nancy II	10	1349
1349			92	Rennes II	20	1349
1376	Strasburgo II	150	95	Marsiglia II	100	1376
1403	Bayonne	20	98	Bordeaux II	20	1403
1403	Lilla	20	98	Louvetot I	20	1403
1403	Parigi	10	98	Montbeliard I	10	1403
1403	Quimper Quimerq	20	98	Nimes	2	1403
1403	Montpellier	10	98	Perpignano	1	1403
1403	Nizza	20	98	Nizza II	20	1403
1484	o.c.i.		107	Saint Brieuc	0,05	1484
1484			107	Montpellier II	0,2	1484
1484			107	Besançon	0,05	1484
1484			107	Clermont F. II	1	1484
1484			107	Digione II	0,25	1484
1484			107	Grenoble II	0,05	1484
1484			107	Limoges III	1	1484
1484			107	Caen	0,05	1484
1484			107	Rennes III	1	1484
1484			107	Saint Etienne	0,05	1484
1484			107	Strasburgo III	2	1484
1484			107	Tolone	0,05	1484
1484			107	Tolosa III	0,5	1484
1493	o.c.n.	60	108	Lilla II	20	1493
1493				Nantes	10	1493
1554	Nizza	75	115	Nizza	75	1554
1594	o.c.i.		120	Parigi V	0,5	1594

12. GERMANIA (Zona Americana: rete civile)

Freq. del canale	Piano di Copenaghen – Stazione	Piano di Copenaghen – Potenza ammessa	Canale	Situazione attuale – Stazione	Situazione attuale – Potenza kW/a	Situazione attuale – Freq. kc/s
			Derog.	Bayreuth BR	0,2	520
575			6	Stoccarda SDR	100	574,9
593			8	Francoforte HR	120	593
683			18	RIAS Hof	40	683
719			22	Holzirchen *	135	719
773			28	Kempten BR	0,4	773
890			41	Bad. Mergentheim SDR	1	890
917			44	Fritzlar HR	5	917
962			49	Hof BR	0,4	962
962			49	Monaco BR	100	962
				(nelle ore serali	50)	
980			51	Ulm - Jungingen SDR	1	980
989	Germania - Zona Americana	70	52	RIAS - Berlin	100	989
1142			69	Augsburgo BR	0,35	1142
1304			87	Bremerhaven BN	2	1304
1358			93	Bremen BN	2	1358
1484			107	Regensburgo BR	2	1484
1484			107	Wurzburgo BR	0,4	1484
1578			118	Landshut BR	0,35	1578
1594			120	Kassel HR	5	1593,9
1602	Germania - Zona Americana	70	121	Norimberga BR	20	1602

Note - BR: Stazioni del gruppo « Bayerischer Rundfunk »; HR: stazioni del gruppo « Hessischer Rundfunk »; BN: stazioni del gruppo « Bremen Radio »; RIAS: stazione del gruppo « Rundfunk In Amer. Sektor Berlin »; SDR: stazioni del gruppo « Süddeutscher Rundfunk »; *: Stazione « Europa Lizera ».

(Zona Americana: The Voice of America in Europe)

Freq. del canale	Piano di Copenaghen – Stazione	Piano di Copenaghen – Potenza ammessa	Canale	Situazione attuale – Stazione	Situazione attuale – Potenza kW/a	Situazione attuale – Freq. kc/s
1196			75	Monaco di Baviera	150	1196

(Zona Americana: rete militare)

Freq. del canale	Piano di Copenaghen – Stazione	Piano di Copenaghen – Potenza ammessa	Canale	Situazione attuale – Stazione	Situazione attuale – Potenza kW/a	Situazione attuale – Freq. kc/s
548			3	Monaco AFN	100	548
611			10	Berlin AFN	1	611
611			10	Darmstadt AFN	0,35	611
665			16	Bayreuth AFN	10	665
728			23	Norimberga AFN	0,35	728
854			37	Bremerhaven AFN	0,35	854
854			37	Wetzlar AFN	0,35	854
854			37	Giessen AFN	0,35	854
872			39	Francoforte AFN	10	872
998			53	Bremen AFN	0,35	997,8
998			53	Kassel AFN	0,35	997,8
998			53	Wurzburg AFN	0,35	999,2
1034			57	Berchtesgaden AFN	0,35	1034
1034			57	Fussen AFN	0,35	1034
1034			57	Hersfeld AFN	0,35	1034
1106			65	Stuttgart AFN	50	1106
1169			72	Eschwege AFN	0,35	1169
1169			72	Heidelberg AFN	1	1169
1169			72	Regensburgo AFN	0,35	1169
1268			83	Koburgo AFN	0,35	1268
1268			83	Fritzlar AFN	0,35	1268
1367			94	Ansbach AFN	0,35	1367
1367			94	Bamberg AFN	0,35	1367
1367			94	Sonthofen AFN	0,35	1367
1367			94	Wiesbaden AFN	0,35	1367
1385			98	Garmisch AFN	0,35	1385
1502			109	Bad. Kissingen AFN	0,35	1502
1502			109	Hof AFN	0,35	1502
1502			109	Harburgo AFN	0,35	1502
1546			114	Aschaffenburgo AFN	0,35	1546
1554	Truppe d'occup. Americane	70	115			

(Zona Britannica: rete civile)

Freq. del canale	Piano di Copenaghen – Stazione	Piano di Copenaghen – Potenza ammessa	Canale	Situazione attuale – Stazione	Situazione attuale – Potenza kW/a	Situazione attuale – Freq. kc/s
566			5	Berlino	15	566
701			20	Aachen	2	701
755			26	Braunschweig	2	755
755			26	Flensburg	3	755
755			26	Siegen	0,4	755
971	Germania - Zona Britannica	70	50	Amburgo	50	971
971			50	Laugeberg	50	971
1484	o.c.i.		107	Göttingen	2	1484
1484			107	Herford	2	1484
1484			107	Kiel	0,4	1484
1484			107	Osterloog	5	1484
1586	Germania - Zona Britannica	70	119	Bonn	2	1586
1586			119	Hannover	20	1586
1586			119	Etzhorn (Oldenburg)	20	1586
1586			119	Osnabruk	5	1586

Freq. del canale	Piano di Copenaghen		Canale	Situazione attuale		
	Stazione	Potenza ammessa		Stazione	Potenza kW a	Freq. kc/s
			(Zona Britannica: rete militare)			
1214	Truppe Britann.	70	77	Berlino	5	1214
1214			77	Hannover	20	1214
1214			77	Herford	10	1214
1214			77	Köln-Langeberg	20	1214
1214			77	Pinneberg (Amburgo)	20	1214
1367			94	Bonn B.F.B.S.	1	1367
			(Zona Francese: Südwestfunk)			
827			34	Baden-Baden	1,5	827
827			34	Freiburg	18	827
827			34	Kaiserlautern	2	827
827			34	Koblenza	0,5	827
827			34	Sigmaringen	5	827
827			34	Treviri	1	827
1016			55	Mainz-Wolfsheim (Rheinsender)	70	1016
1196	Germania - Zona Francese	70	75			
1538	Germania - Zona Francese	70	113	Bad. Durrheim	20	1538
1538			113	Reutlingen	5	1538
			(Zona Sovietica: servizio estero russo)			
1322			89	Lipsia II	100	1322
			(Zona Sovietica: rete civile)			
236			10OL	Königswusterhausen BR	20	238,8
263			13OL	Königswusterhausen DSL	100	263,3
576			6	Potsdam BR	20	576,9
728			23	Schwerin BR	20	728
782	Truppe Soviet.	70	29	Berlin: Königsw. BR	100	728
908			43	Dresda I MDR	2	908
1016			55	Dresda II MDR	2	1020
1016			55	Meininfien MDR	5	1020
1043	Germania Zona URSS	70	58	Lipsia I MDR	100	1043
1061			60	Weimar (Erfurt) MDR	20	1061,8
1196			75	Bernburg (Halle) MDR	20	1196
1403			98	Schweusingen	2	1400
1439			102	Damgarten BR	2	1439,2
1484			107	Plauen MDR	2	1484,8
1570	Germania Zona URSS	70	117	Berlino BR	20	1570,5

Note - MDR: Stazione del gruppo « Mitteldeutscher Rundfunk » BR: stazione del gruppo « Berliner Rundfunk »; DLS: stazione del gruppo « Leutschland Sender ».

13. GRAN BRETAGNA ed IRLANDA DEL NORD

Freq. del canale	Stazione	Potenza ammessa	Canale	Stazione	Potenza kW a	Freq. kc/s
200	Droitwich	400	6OL	Droitwich I	400	200
647	Burghead	15	14	Edinburgh	2	647
647	Droitwich II	120	14	Daventry	150	647
647	Stagshaw	15	14	Glasgow	2	647
647	Westerglen	15	14	Newcastel	2	647
647			14	Redmoss	2	647
692	Moorside Edge	150	19	Moorside Edge	150	692
809	Burghead	100	32	Burghead	100	809
809	Dundee	5	32			
809	Redmoss	20	32	Redmoss	5	809
809	Westerglen	100	32	Westerglen	100	809
881	Aberyswyth	5	40			
881	Penmon	20	40	Penmon	8	881
881	Washford	150	40	Washford	100	881
881	Wrexhom	5	40	Wrexham	0,25	881
908	London (B.P.)	150	43	London (B.P.)	140	908
1052	Hartland Point	10	59			
1052	Start Point	150	59	Start Point	120	1052
1088	Droitwich III	150	63	Droitwich III	150	1088
1088	Norwich	20	63	Norwich	7,5	1088
1151	Carlisle	5	70			
1151	Lisnagarvey	100	70	Lisnagarvey	100	1151
1151	Londonderry	5	70	Dondonderry	0,25	1151
1151	Staghshau	100	70	Staghshau	100	1151
1214	Ayr	5	77			
1214	Brookmans Park	60	77	Brookmans Park	60	1214
1214	Burghead	20	77	Burghead	20	1214
1214	Dundee	5	77			
1214	Lisnagarrvey	10	77	Lisnagarvey	10	1214
1214	Londonderry	1	77	Londonderry	0,25	1214
1214	Moorscide Edge	58	77	Morside Edge	58	1214
1214	Plymouth	2	77	Plymouth	0,3	1214
1214	Redmoss	2	77	Redmoss	2	1214
1214	Redruth	2	77	Redruth	2	1214
1214	Stagshaw	10	77			
1214	Westerghen	50	77	Westerglen	50	1214
1214			77	Newcastle	2	1214
1295	Ottringham	150	86	Ottringham	150	1295
1340	Crowborough	150	91	Crowborough	150	1340
1457	Bartley	60	104	Bartley	10	1457
1457	Clevedon	60	104	Clevedon	20	1457
1484	o.c.i.		107			
1546	o.c.n.	5	114	Belfast	0,25	1546
1546			114	Bournemouth	0.25	1546
1546			114	Brighton	1	1546
1546			114	Cardiff	1	1546
1546			114	Dundee	0,25	1546
1546			114	Exeter	0,1	1546
1546			114	Farcham	1	1546
1546			114	Hull	0.25	1546
1546			114	Leeds	1	1546
1546			114	Manchester	1	1546
1546			114	Liverpool	1	1546
1546			114	Plymouth	1	1546
1546			114	Preston	1	1546
1546			114	Redruth	1	1546
1546			114	Sneffield	1	1546

Freq. del canale	Piano di Copenaghen		Canale	Situazioue attuale		
	Stazione	Potenza ammessa		Stazione	Potenza kW/a	Freq. kc/s
1546			114	Stockton	0,25	1546
1594	o.c.i.		120			
			Cipro			
602			9	Lakatamia B.F.B.S.	1	606
692	Nicosia	10	19			
1484	o.c.i.		107			
			Gibilterra			
1484	o.c.i.		107			
			Malta			
1484	o.c.i.		107	*		

* Una stazione Malta B.F.B.S. ha funzionato su kHz 1478 fino al 17-3-1951 potenza 1 kW/a alla dipendenza del « British Forces Broadcasting Service ».

14. GRECIA

Freq. del canale	Stazione	Potenza ammessa	Canale	Stazione	Potenza kW/a	Freq. kc/s
728	Atene	100	23	Atene	50	728
791	Salonicco	50	30	Salonicco V.O.A. *	50	791
1043	Kalamata	5	58	Salonicco II	2	1043
1196	Kerkyra	15	75			
1304			87	Stazione Forze Armate Greche	1	1300
1394	Rodi	5	97			
1403	Komotini	5	98			
1484	o.c.i.		107	Patrasso	0,15	1484
1511	Chania	5	110			
1594	o.c.i.		120	Volos	0,2	1594

* Al Servizio: U.S.A. Information Service - Salonicco.

15. IRLANDA (Eire)

Freq. del canale	Stazione	Potenza ammessa	Canale	Stazione	Potenza kW/a	Freq. kc/s
566	Athlone I	100	5	Athlone I	100	566
1250	Athlone II	50	81	Cork	1	1250
1250			81	Dublino	2	1250
1484	o.c.i.		107			
1594	o.c.i.		120			

16. ISLANDA

Freq. del canale	Stazione	Potenza ammessa	Canale	Stazione	Potenza kW/a	Freq. kc/s
182	Reykjavik	100	4OL	Reykjavik TFU	100	182
611	Eidar	5	10	Eidar TFE	5	611
737	Akureyri	1	24	Hofn	1	737

17. ISRAELE E GIORDANIA

Freq. del canale	Stazione	Potenza ammessa	Canale	Stazione	Potenza kW/a	Freq. kc/s
575			6	Tel-Aviv	10	575
677				Gerusalemme (Hash.)	20	677
737	Gerusalemme I	20	24	Gerusalemme	1	737
1025	Gerusalemme II	20	56			
1205	Häifa	5	76	Häifa	0,5	1205

18. ITALIA

Freq. del canale	Stazione	Potenza ammessa	Canale	Stazione	Potenza kW/a	Freq. kc/s
566	Catania	5	5			
566	Palermo	10	5	Palermo	10	566
656	Bolzano	20	15	Bolzano I	20	656
656	Firenze I	80	15	Firenze I	80	656
656	Napoli I	80	15	Napoli I	80	656
656	Torino I	45	15	Torino I	45	656
656			15	Venezia I	20	656
845	Roma I	150	36	Roma I	100	845
899	Milano I	150	42	Milano I	50	899
1034	Torino II	10	57	Milano II	8	1034
1034			57	Genova II	5	1034
1034			57	Venezia II	5	1034
1061	Cagliari	10	60	Cagliari	5	1061
1115	Bari I	50	66	Bari I	20	1115
1115	Bologna I	50	66	Bologna II	50	1115
1115	S. Remo	5	66			
1331	Genova I	50	90	Genova I	10	1331
1331	Messina I	25	90	Messina	5	1331
1331	Pescara	25	90	Pescara	25	1331
1331	Roma II	50	90	Roma II	5	1331
1331	Venezia I	25	90	Bologna I	50	1331
1331			90	Catania II	0,25	1331
1367	Caltanissetta	25	94	Catania I	5	1367
1367			94	Venezia III	1	1367
1448	Ancona	25	103	Ancona	5	1448
1448	Firenze II	3	103	Firenze II (serale)	5	1448
1448	Genova II	5	103			
1448	Milano II	50	103			
1448	Napoli II	5	103	Napoli II	5	1448
1448	Venezia II	5	103			
1448			103	Torino II	10	1448
1448			103	S. Remo	1	1448
1484	o.c.i.		107	Bari II	1	1484
1484			107	Verona	1	1484
1484			107	Bolzano II	1	1484
1484			107	Firenze II (diurna)	5	1484
1484			107	La Spezia	0,25	1484
1484			107	Udine	1	1484
1578	o.c.n.	10	118	Catanzaro	0,04	1578
1578			118	Cosenza	0,04	1578
1578			118	Brindisi	0,04	1578
1578			118	Taranto	0,04	1578
1578			118	Alessandria	0,04	1578
1578			118	Ascoli Piceno	0,04	1578
1578			118	Aquila	0,04	1578
1578			118	Bressanone	0,04	1578
1578			118	Foggia	0,04	1578
1578			118	Merano	0,04	1578
1578			118	Potenza	0,04	1578
1578			118	Salerno	0,04	1578
1578			118	Savona	0,04	1578
1578			118	Trento	0,04	1578
1578			118	Vicenza	0,04	1578
1578			118	Brindisi	0,04	1578
1578			118	Catanzaro	0,04	1578
1578			118	Cosenza	0,04	1578
1578			118	Lecce	0,04	1578
1578			118	Taranto	0,04	1578

(continua)

rassegna della stampa

Strumento per la registrazione dello slittamento di frequenza di un oscillatore

di W. W. BOELENS

a cura di R. BIANCHERI

Revue Technique Philips Gennaio 1951

La frequenza d'un oscillatore comune con tubo a vuoto varia un po' dopo l'inserzione in circuito. Questo circuito provoca la messa in azione d'un certo numero di sorgenti di calore (tubi, resistenze, trasformatori), in modo che la temperatura, e pertanto le dimensioni come la autoinduzione e la capacità di diversi elementi del circuito oscillante, variano progressivamente. In pratica si è constatato che il raggiungimento d'uno stato praticamente stabile, cioè lo stato di regime, richiede spesso molte ore.

Quando l'oscillatore considerato fa parte d'un ricevitore supereterodina, in mancanza di disposizioni sufficienti per evitare il fenomeno in oggetto, lo slittamento di frequenza può richiedere parecchie regolazioni dell'accordo, per assicurare una buona ricezione da una stazione determinata. Questo inconveniente è particolarmente notato nella ricezione d'onde di lunghezza inferiore a 10 m. Le disposizioni che permettono di evitare questo slittamento di frequenza possono consistere in organi sensibili d'un materiale termo assorbente, ad assicurare una buona ventilazione impiegando elementi costituenti aventi deboli coefficienti di temperatura, ecc.

Il costruttore di un apparecchio ricevitore si trova ora posto davanti il seguente compito: una o più delle disposizioni precitate essendo state prese da un modello di prova del suo apparecchio, controllare se il rimedio apportato è sufficiente.

Difatti, per confrontare con una frequenza campione, si rileva lo slittamento di frequenza Δf_0 in funzione del tempo trascorso dopo la messa sotto tensione; questo rilievo richiede un certo numero di osservazioni che devono talvolta estendersi per parecchie ore. In generale, il primo risultato non sarà soddisfacente; è necessario allora sostituire, per esempio, un organo sospetto, ripetere la serie delle misure, ecc.

Non è sufficiente rilevare il valore finale dello slittamento di frequenza. La ragione è che il valore finale può essere molto più piccolo del valore acquisito precedentemente, per cui lo slittamento (si intende sempre il valore assoluto della variazione di frequenza) in funzione del tempo, comporta un massimo (fig. 1).

Una tale variazione è dovuta al fatto che il circuito oscillante è costituito da un certo numero di elementi (la autoinduzione della bobina, rispettivamente del cablaggio, la capacità del condensatore d'accordo, del cablaggio e del tubo), di cui certi possono comportare un coefficiente di temperatura positiva ed altri un coefficiente di temperatura negativa della auto-induzione, rispettivamente della capacità. Può dunque prodursi, alla fine d'un certo tempo, una compensazione che non esisteva in principio.

Non è possibile predire il momento nel quale si produrrà, dopo la messa in circuito, il massimo eventuale, visto i ritmi assai differenti ai quali i diversi organi raggiungono la loro temperatura di regime; i tubi, come gli organi congiunti direttamente ai supporti di questi, raggiungono la loro temperatura finale dopo 10 o 15 minuti, quando per gli organi montati su chassis, questo tempo può essere molto più lungo.

Bisogna dunque procedere alle misure con

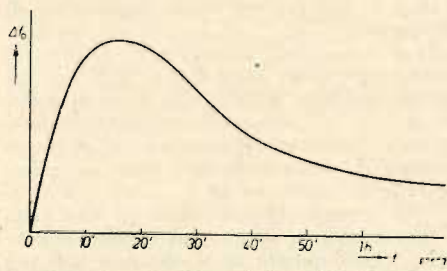



Fig. 1. - *Esempio di variazioni di slittamento di frequenza Δf_0 d'un oscillatore in funzione del tempo t, dopo la messa in circuito. Nel caso illustrato, si riproduce un massimo.*

degli intervalli sufficientemente corti perchè un eventuale massimo di slittamento di frequenza non possa fuggire all'attenzione, per esempio, all'inizio di ogni mezzo minuto, poi ogni minuto, alla fine di un quarto d'ora, ogni cinque minuti e alla fine di un'ora ogni quindici minuti. Questi intervalli non sono sufficientemente lunghi perchè negli spazi di tempo l'operatore possa occuparsi seriamente d'un altro lavoro. Per questa ragione, le misure di slittamento domandano molto tempo.

A questo si aggiunga il fatto che non è sufficiente rilevare una sola curva di slittamento; è necessario rilevarne una per un certo numero di posizioni del condensatore d'accordo. Questo deriva da ciò che le diverse capacità parziali del circuito oscillante, seguono in funzione di tempo variazioni differenti; bisogna dunque misurare per diversi rapporti, capacità parziali.

L'impiego di un apparecchio registratore che, una volta messo in marcia, traccerà lui stesso la curva di slittamento, permetterà dunque di economizzare molto tempo. Noi descriveremo un tale registratore di slittamento, specialmente fabbricato per il controllo dei ricevitori di radio-diffusione a modulazione di frequenza, per le frequenze comprese fra 88 e 108 MHz.

Principio del registratore di slittamento

In generale, i ricevitori del tipo indicato lavorano con una media frequenza di 10,7 MHz. E' dalle circostanze locali (trasmettitori vicini alle bande di frequenza limitrofi) che dipende se il costruttore ha vantaggio di scegliere per la frequenza f_0 dell'oscillatore, un valore più elevato o più basso della frequenza dei trasmettitori che si desidera ricevere. Questa è la ragione per la quale certi ricevitori sono disposti in una maniera ed altri in un'altra. Alfine di adattare il registratore di slittamento ad un numero più grande possibile di tipi di ricevitori, bisogna disporlo in modo che copra la scala compresa fra 88 — 10,7 = 77,3 MHz e 108 + 10,7 = 118,7 MHz.

Seguendo la qualità del ricevitore, il valore massimo dello slittamento tollerabile in questa scala varia da 25 a 50 kHz; lo slittamento non oltrepasserà dunque 0,5‰. Questo valore è troppo piccolo per misurarsi direttamente con la precisione richiesta. Questa è la ragione per la quale si forma la frequenza differenziale di f_0 e di una frequenza di confronto vicina f_s; questa frequenza differenziale comporta uno slittamento di valore relativo molto più grande, dunque facilmente misurabile.

La frequenza di confronto f_s non può prelevarsi da un oscillatore a tubo costituito da un circuito oscillante comune, poichè f_s comporterebbe allora variazioni del medesimo ordine di grandezza dello slittamento f_0. Così si è costretti ad utilizzare, per generare f_s, un oscillatore a cristallo. Questo oscillatore presenta un inconveniente: il cristallo fornisce soltanto un valore fisso di f_s, allorchè si vuole controllare f_0 per una serie di valori (nella banda di 77,3 a 118,7 MHz); si può ovviare a questo inconveniente scegliendone la frequenza f_c del cristallo molto più basso che f_0, per esempio $f_c \simeq 4$ MHz e provocando con una moltiplicazione di frequenza di n un numero di multipli di f_c che si trovino nella banda considerata e che possano assolvere il compito di frequenze di confronto f_s.

Con $f_c = 4{,}232$ MHz (valore che abbiamo utilizzato) si ottiene una decina di frequenze di confronto utilizzabili: $f_s \simeq 80{,}4$, 84,6, 88,9, ... 118,5, di cui un numero sufficientemente grande è situato nella scala coperta dall'oscillatore; poco importa che la frequenza dell'oscillatore sia più alta o più bassa della frequenza segnale e per tutte le medie frequenze fino a più di 10 MHz. Per ottenere le dieci frequenze di confronto già indicate, bisogna che n possa assumere i valori 19, 20, 21 ... 28.

Nella scala di frequenza considerata è impossibile realizzare in un solo stadio moltiplicatore una moltiplicazione di circa 20 volte, con una selettività tale che i multipli vicini non diano fastidio. Si può evidentemente ottenere dei buoni risultati con l'impiego di più stadi, ciascuno a piccolo

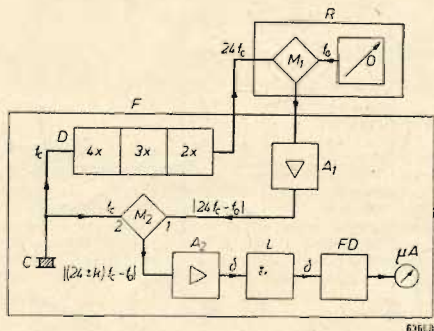



Fig. 2. - *Schema di principio di un registratore di slittamenti.* R = *apparecchio ricevitore con oscillatore* O (*frequenza* f_0) *di cui bisogna rilevare la curva di slittamento e con tubo convertitore di frequenza* M_1. C = *oscillatore a quarzo* (*frequenza* f_c), D = *moltiplicatori di frequenza* (×24), M_2 = *secondo tubo convertitore di frequenza.* A_1 *ed* A_2 = *amplificatori.* L = *limitatore*, FD = *rivelatore di frequenza*, μA = *apparecchio registratore, a quadro mobile, tarato in frequenza. Gli organi rappresentati nel rettangolo* F *appartengono al registratore di slittamento di frequenza.*

fattore di moltiplicazione, ma questo modo di procedere non è evidentemente utilizzabile che per i valori di n scomponibile in piccoli fattori, per esempio $n = 24 = 4 \times 3 \times 2$ e $n = 27 = 3 = 3 = 3$; non è possibile realizzare in questo modo $n = 19$, 22.

23 ecc. Per aggirare questa difficoltà è stato seguito il seguente metodo.

Come lo dimostra lo schema sinottico della fig. 2, si deriva dalla frequenza del cristallo f_c = 4,232 MHz, con l'aiuto di tre stadi, una frequenza campione 24 volte più alta ossia 101,57 MHz. Al tubo mescolatore di frequenza M_1 del ricevitore di prova, si applica da una parte una tensione di frequenza uguale a questo ultimo valore (24 f_c) e dall'altra, una tensione di cui la frequenza è uguale ad f_0 dell'oscillatore.

All'uscita del tubo si produce una tensione che comporta fra l'altro la frequenza differenziale molto più bassa $|24\ f_c - f_0|$. Dopo una amplificazione durante la quale, con l'aiuto d'un circuito accordabile si eliminano le frequenze di mescolazione non desiderabili, si applica questa tensione all'entrata 1 di un secondo tubo convertitore di frequenza (M_2) facente parte del registratore di slittamento. All'entrata 2 di questo tubo è applicata una tensione di frequenza uguale alla frequenza del cristallo f_c e questo con una si grande ampiezza e una tensione di polarizzazione tale, che il tubo diventa conduttore solo per un istante grazie alle creste positive della tensione applicata all'entrata 2. Si ottiene il medesimo effetto come se la tensione fosse pulsante con una frequenza di ripetizione uguale a f_c. Da ciò, il tubo ha una pendenza di conversione — rapporto della tensione alternata di uscita di frequenza differenziale con la tensione alternativa all'entrata 1 — che in funzione della frequenza della tensione all'entrata 1, è approssimativamente la stessa per la frequenza f_c e per dei multipli non troppo elevati di f_c. La tensione di uscita del tubo comporta dunque essenzialmente, non solo dei componenti di frequenze

Fig. 3 a) - *Esempio di una registrazione. Al tempo* t = t, *lo slittamento di frequenza* Δf *e uguale alla deviazione al tempo* t_1, *diminuita della deviazione iniziale* δ_0. *Le variazioni di* $nf_c - f_0$ *possono essere quelle rappresentate in* (b) *od in* (c); *è facile determinare secondo quali possibilità si effettuano le variazioni aumentando intenzionalmente* f_0 *di un piccolo ammontare.*

Un punto di abbassamento nella registrazione (d) *è dovuto al fatto che* $nf_c - f_0$ *passa da zero, seguendo* (e) *o seguendo* (f). *In* (d), *lo slittamento al tempo* t = t *si ottiene addizionando alla deviazione* ε *il valore iniziale* δ_0.

Fig. 4. - *Amplificatore* A_1 *della fig. 2 con il tubo convertitore di frequenza* M_1 *dell'apparecchio ricevitore e il tubo convertitore di frequenza* M_2 *appartenente al registratore di slittamento. Fra il pentodo* EF40 *e l'esodo* ECH41 *si trova un circuito accordato formato dal condensatore* C *e una delle bobine* L_1 ... L_5, *secondo il valore desiderato di* n; *per* n = 24 *l'induttanza derivata è interrotta.*

$|24\ f_c - f_0 \pm f_c|$ ma anche componenti di frequenze

$|24\ f_c - f_0 \pm kf_c| = |(24 \pm k) \cdot f_c - f_0|$

espressione nella quale k = 1, 2, 3 ecc. La forma pulsante è tale che le componenti di k = 1 ... 5 sono sufficientemente rappresentate, approssimativamente nella stessa misura. L'effetto è dunque come se le frequenze di confronto 19 f_c ... 23 f_c e 25 f_c ... 28 f_c siano presenti tutte in una volta (ritorneremo in seguito sul termine assente 24 f_c; la frequenza 29 f_c, che non cade più nella banda considerata, può essere lasciata fuori causa). Una volta, condotta f_0 sufficientemente vicina ad una delle frequenze di confronto, da una rotazione del comando di sintonia del ricevitore, un filtro passa basso permette di separare facilmente la piccola differenza δ fra queste due, dalle differenze molto più grandi esistenti fra f_0 e altri multipli di f_c; differenze che sono uguali a f_c o multiplo di f_c (cioè 4 MHz o più). Quando l'oscillatore è soggetto a dello slittamento e che la sua frequenza f_0 varia del Δf_0, δ varia dello stesso ammontare, che in generale, è apprezzabile in rapporto a δ. Descriveremo in seguito la rivelazione e la registrazione di questa variazione.

Consideriamo di nuovo il caso dove f_0 si trova in prossimità di 24 f_c; sia di nuovo δ la differenza. Questa differenza si produce allora già all'uscita del primo tubo convertitore di frequenza, di modo che, in questo caso particolare, il secondo tubo convertitore di frequenza è superfluo. Si potrebbe dunque fare a meno del secondo tubo convertitore di frequenza, ma si è constatato che si può omettere i commutatori necessari in tale caso e lasciare invariato il montaggio, essendo dato che, malgrado la conduzione e la interdizione per l'alta frequenza f_c, il tubo trasmette ancora, ad un grado sufficiente, la bassa frequenza δ.

La nuova mescolazione descritta — cioè $|24\ f_c - f_0|$ con f_c — ha così permesso, con un solo fattore di moltiplicaizone fisso (24) della frequenza a cristallo, di trasferire lo slittamento verso una scala di frequenze molto più basse, per dieci valori della frequenza.

Si tratta ancora ora di registrare la frequenza di uscita abbastanza bassa δ del secondo tubo convertitore di frequenza, frequenza d'uscita che varia con l'ammontare dello slittamento. Questo risultato può ottenersi, per esempio, inviando una corrente continua di cui l'intensità è (approssimativamente) proporzionale alla frequenza δ e inviando questa corrente in un apparecchio registratore.

Per il montaggio che produce una tale corrente continua, si è utilizzato un comune montaggio rivelatore di frequenza. Questo è preceduto da un amplificatore (A_2 sulla fig. 2) e di un limitatore.

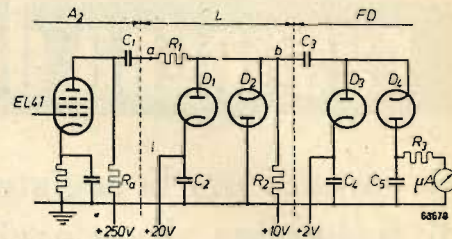



Fig. 5. - *Schema di montaggio del limitatore* (L) *e del rivelatore di frequenza* (FD). EL41 = *tubo di uscita dell'amplificatore* A_2 (*fig.* 2) *con la resistenza anodica* R_a. D_1 ... D_4 = *diodi* EA50; C_1, C_3 = *condensatori di accoppiamento;* C_2, C_4, C_5 = *condensatori livellamento;* μA = *micro-amperometro con resistenza* R_3. *La resistenza* R_2 *ha lo scopo di mantenere il valore medio del potenziale del punto* b *a* + 10 V.

L'amplificatore è necessario perchè la tensione di uscita del secondo tubo convertitore di frequenza è troppo piccolo per assicurare un buon funzionamento del rivelatore di frequenza; esso comporta nello stesso tempo dei filtri che sopprimono le componenti di tensione ad alta frequenza non desiderabili. Il limitatore taglia le creste della tensione di uscita dell'amplificatore, in modo che si ottiene una tensione approssimativamente rettangolare di cui la ampiezza è costante.

Quest'ultima particolarità è indispensabile, perchè l'intensità della corrente d'uscita del rivelatore di frequenza deve essere indipendente dalla grandezza della tensione fornita al secondo tubo convertitore di frequenza.

Dal fatto che l'apparecchio di misura non registra che il valore assoluto della differenza fra una delle frequenze di confronto nf_c e la frequenza di oscillazione f_0, risulta che per la lettura d'un diagramma registrato (vedere p. esempio la fig. 3 a), sussiste un dubbio: f_0 è più piccolo di nf_c (fig. 3 b) oppure più grande di nf_c (fig. 3 c)? Per risolvere questo dubbio, è sufficiente girare leggermente il comando del ricevitore in modo che f_0 aumenta un po' e vedere in quale senso la deviazione dell'apparecchio di misura varia: se la deviazione diminuisce, f_0 è più piccolo di nf_c; se aumenta, f_0 è più grande.

La curva registrata può comportare un punto di abbassamento sulla linea dello zero (fig. 3 d), cioè quando la differenza fra nf_c ed f_0 passa da zero durante la prova. Le variazioni di nf_c-f_0 possono allora influenzare la forma rappresentata sulla figura 3 e) o quella della fig. 3 f). Aumentando f_0 si può determinare nuovamente in quali dei due casi si può operare.

Le figg. 3 a) e 3 d) indicano come si può dedurre dal grafico registrato la grandezza dello slittamento di frequenza.

Realizzazione

Noi esporremo succintamente qualche particolarità di diversi organi.

Oscillatore a cristallo.

Grazie all'impiego di un cristallo di quarzo con taglio « indipendente dalla temperatura » la frequenza f_c non varia a più di 1/10[6] per grado C. di variazione della temperatura. Questa variazione è così piccola che, nel caso nostro, ci sembra superfluo collocare il cristallo in un termostato — una circostanza particolarmente felice, perchè essa sopprime il lungo tempo di attesa necessaria per portare il termostato alla temperatura di regime. Forando la scatola

dell'apparecchio di ventilazione a larga apertura e proteggendo il cristallo con materiale termo assorbente si è venuti a limitare il valore finale dello slittamento di frequenza del cristallo di circa 40 Hz da cui lo slittamento della frequenza campione di circa 1000 Hz, sufficiente per le applicazioni comuni.

Il funzionamento dell'oscillatore a cristallo e degli stadi moltiplicatori di frequenza può controllarsi misurando l'intensità della corrente di griglia dei tubi. Difatti si è provveduto un micro-amperometro con un commutatore.

Amplificatori e stadio convertitore di frequenza.

La fig. 4 indica il montaggio — un po' semplificato — del primo amplificatore (A_1 della fig. 2, con un tubo EF40) e del secondo tubo convertitore di frequenza M_2 (parte esodo di un tubo ECH41). Fra questi due tubi si trova un circuito che lo si può accordare sulle frequenze f_c, $2\,f_c$, $3\,f_c$ e $5\,f_c$, a seconda che si desideri misurare lo slittamento di frequenza per $f_0 \simeq 23\,f_c$, rispettivamente $22\,f_c$ o $26\,f_c$, ... $20\,f_0$ o $28\,f_c$, rispettivamente $19\,f_c$.

In questi cinque casi, la larghezza assoluta di banda deve restare la stessa, ciò che si ottiene commutando unicamente l'induttanza e lasciando invariate la capacità e le resistenze in parallelo. Il circuito è dimensionato di modo che per una frequenza che non si differenzia più di 0,2 MHz dalla frequenza di risonanza (lo slittamento di frequenza può misurarsi fino a 0,1 MHz), l'amplificazione non si differenzia di più di 3 dB di quella ottenuta in risonanza. Per la misura di $f_0 \simeq 24\,f_c$ si interrompe il ramo di induttanza, in modo che non sussista che un accoppiamento a resistenza e capacità.

Limitatore e rivelatore di frequenza.

Lo schema di montaggio del limitatore e del rivelatore di frequenza è rappresentato dalla fig. 5. Il limitatore comporta due diodi (D_1, D_2). Il catodo di D_1 è mantenuto ad un potenziale costante $E = +20$ V.

Il punto *a* si trova approssimativamente alla stessa tensione alternata dell'anodo del tubo di uscita dell'amplificatore A_2; l'ampiezza di questa tensione alternativa è molto più grande di *E*. Il diodo D_1, lascia passare la corrente per un tempo uguale a quello in cui la tensione alternativa applicata ad *a* è più grande di *E*, ed il diodo D_2, è conduttore approssimativamente per un tempo uguale a quello in cui il potenziale di *a* è negativo. Il potenziale del punto *b* — astrazione fatta per la caduta di tensione nel diodo — è allora $+E$, rispettivamente zero. Il passaggio fra questi due valori si produce durante i brevi intervalli in cui i due diodi non sono conduttivi. La curva della tensione d'uscita del limitatore influenza dunque una forma

Fig. 7. - *Registratore di slittamento di frequenza, tipo da montare in un «rack». L'apparecchio, di misura a sinistra, tarato in kHz, è utilizzato durante la preparazione; l'apparecchio registratore propriamente detto, non è rappresentato. L'apparecchio di misura a destra permette di misurare, a titolo di controllo, diverse correnti di griglia; la commutazione si effettua con l'aiuto del comando montato fra i due apparecchi di misura. Sotto questo primo comando la manopola che permette di scegliere la frequenza di confronto desiderata* ($n = 19 ... 28$) (*v. fig. 4*).

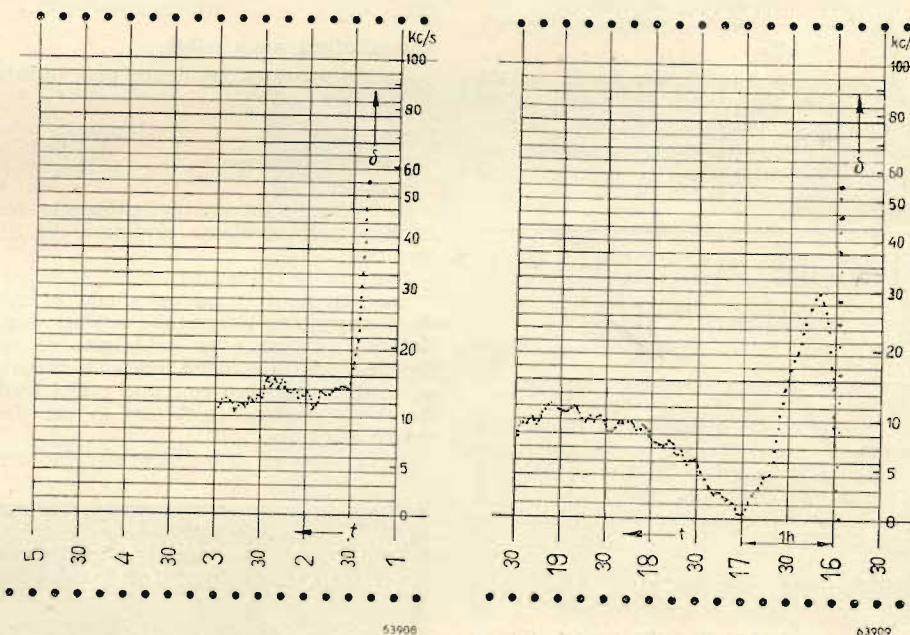



Fig. 8. - *Due registrazioni. La prima indica uno slittamento accettabile di* $55 - 12 = 43$ *kHz La seconda registrazione comporta, cinque minuti dopo la messa sotto tensione, un punto abbassamento e alla fine di 15 minuti, un massimo dove lo slittamento totale raggiunge il valore di* $55 + 30 = 85$ *kHz. Il secondo punto di abbassamento è seguito da un secondo massimo che si produce circa tre ore dopo la messa sotto tensione. Questo secondo massimo si differenzia dal primo di* $30 + 10 = 40$ *kHz. Se ci si accontenta di misurare la differenza fra la frequenza all'inizio e quella di tre ore più tardi, si avrà trovato il valore ancora accettabile di* $55 - 10 = 45$ *kHz, ma il massimo affatto inammissibile di 85 kHz, sarà fuggito all'attenzione.*

Fig. 6. - *Intensità di corrente continua* I *nel micro-amperometro (in % dell'intensità necessaria per provocare la deviazione totale) in funzione della frequenza* δ *all'entrata del rivelatore di frequenza.*

praticamente rettangolare; questa tensione ha, i valori $+E$ e zero. Il punto *b* era collegato, per mezzo della resistenza R_2, ad un punto che si trovava a potenziale $\frac{1}{2}\,E$, il montante di cui sono tagliate le creste positive della tensione alternativa in *a* è lo stesso di quello in cui sono tagliate le creste negative, in modo che la tensione di *b* è per lo stesso periodo uguale al valore *E* che al valore zero.

Il rivelatore di frequenza, del tipo conosciuto, comporta pure lui, due diodi (D_3, D_4). Il diodo D_4 è montato in serie con una resistenza R_3 e un micro-amperometro e il montaggio in serie di questi due ultimi è shuntato da un condensatore di livellamento C_5. Per evitare che in mancanza di tensione i diodi provochino una certa corrente residua nell'apparecchio di misura, il catodo di D_3 è mantenuto ad una tenue tensione positiva $E_0 = 2$ V.

L'intensità *I* della corrente nell'apparecchio di misura è:

$$I = (\delta C_3 / 1 + \delta C_3 R_3)\ (E - E_0) \qquad [1]$$

δ essendo la frequenza della tensione pulsante al punto *b*, C_3 la capacità del condensatore montato in serie con i diodi ed R_3 comportante la resistenza del micro-amperometro.

Come lo prova la formula [1], l'intensità *I* della corrente continua è approssimativamente proporzionale alla frequenza δ.

per tanto che si soddisfi la relazione $\delta C_3 R_3 \ll 1$. Questo è ciò che si realizza effettivamente nei casi dove la rivelazione deve, nella misura del possibile, essere lineare. Tuttavia, nel nostro caso, non è indispensabile che il registratore riproduca la frequenza ad una scala puramente lineare; questo non è desiderabile poichè, ai grandi valori di δ che si presentano durante la « ricerca », cioè il tentativo di condurre f_0 in prossimità di una delle frequenze di confronto, l'apparecchio sarà sovraccarico. Questa è la ragione per la quale abbiamo scelto per R_3 e C_3 dei valori tali che per $\delta = 100$ kHz, $\delta C_3 R_3 = 1$. La curva $I = f(\delta)$ influenza allora la forma rappresentata sulla fig. 6, che elimina il pericolo del sovraccarico nocivo, mentre la scala di frequenza è ovunque ancora sufficientemente chiara, soprattutto ai piccoli valori di δ in modo che un piccolo slittamento di frequenza può determinarsi con precisione.

Nel nostro registratore di slittamento, rappresentato dalla fig. 7, la resistenza R_3 (fig. 5) è montata in serie con due microamperometri: un apparecchio di misura normale, incastrato, e l'apparecchio registratore separato (elongazione totale 34 μA). Durante la preparazione di prova, si legge sull'apparecchio di misura incastrato. La scala delle frequenze di quest'ultimo si intende fino a 100 kHz.

Infine la fig. 8 indica due bande registrate. La prima indica uno slittamento di frequenza sufficientemente piccolo, mentre, sulla seconda lo slittamento raggiunge dei valori non ammissibili. ✱

I DIODI AL GERMANIO DELLA « PHILIPS »

(segue da pagina 181)

Ogni elettrodo è saldato su di un supporto metallico C, esso stesso congiunto ad un tubo di vetro D. I supporti possiedono dei prolungamenti cilindrici E con fili di collegamento F in nichel stagnato.

Tipi e numero di tipo

OA 50 per usi generali;

OA 51 a corrente di fuga molto ridotta;

OA 52 per tensioni inverse fino ad 80 V continui;

OA 53 per tensioni inverse fino a 100 V continui.

Caratteristiche elettriche.

Tutti i valori menzionati nel quadro segnato appresso, sono valevoli per una temperatura ambiente di 20°C.

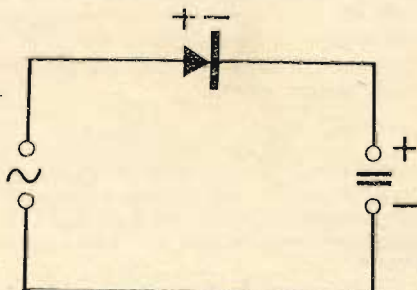



Fig. 2

Numero di tipo	Tensione inversa ammissibile continua (V)	Tensione di scarica (V)	Corrente diretta per 1 V (mA)	Corrente diretta ammissibile continua (mA)	Corrente di cresta periodica (mA)
OA 50	60	min. 75	min. 5	40	150
OA 51	35	» 75	» 5	40	150
OA 52	80	» 90	» 4	40	150
OA 53	100	» 115	» 4	40	150

Corrente di sovraccarico ammissibile durante 1 sec (mA)	Corrente di fuga (microampere)	Capacità parallela pF
500	mass. 50 (— 10 V) mass. 800 (— 50 V)	ca. 1
500	mass. 10 (— 10 V)	» 1
500	mass. 500 (— 75 V)	» 1
500	mass. 800 (—100 V)	» 1

Per corrente di cresta periodica si intende il valore massimo che può raggiungere per ogni periodo la corrente rettificata, a condizione che la corrente effettiva non oltrepassi il valore menzionato dalla corrente diretta ammissibile continua e che la frequenza sia almeno 25 Hz.

Temperatura ammissibile

La temperatura ambiente può variare da —50 e +75°C.

Peso

Circa 1,1 grammo.

Terminali

I diodi sono inseriti nel cablaggio dell'apparecchio mediante saldatura dei fili terminali.

Durante il collegamento si eviterà il riscaldamento interno del diodo in modo danneggiare i terminali saldati degli elettrodi. Durante la saldatura di un filo di contatto si deve avere la precauzione di mantenere con una pinza fredda, il prolungamento E (fig. 1) per dissipare il calore.

Al bisogno, si può ritirare il filo terminale da un lato e montare il diodo in una sede di contatto a molla.

Il lato catodo del diodo è distinto per un tratto sul tubo di vetro.

Come per i diodi termoionici, il catodo deve essere sempre collegato al polo positivo dalla parte della tensione continua del montaggio; vedere fig. 2. ✱

piccoli annunci

Gli abbonati hanno diritto alla pubblicazione gratuita di un annuncio (massimo 15 parole) all'anno.

SE occasione compero fisarmonica, cellula fotoelettrica. Giaretto Vittorio, Cunioli, Moncalieri.

Questa fotografia è stata presa negli studi della televisione della British Broadcasting Corporation a Londra, durante la trasmissione della commedia di Shaw, « Candida ». In primo piano si possono vedere le macchine da presa.

Autorizz. Trib. Milano 9-9-48 N. 464 del Registro - Dir. Resp. LEONARDO BRAMANTI - Proprietà Ed. IL ROSTRO - Tip. TIPEZ V.le Cermenate 56
CONCESSIONARIA PER LA DISTRIBUZIONE IN ITALIA S.T.E. - CORSO SEMPIONE, 6 - MILANO

CONDENSATORI E POTENZIOMETRI

COSTO E QUALITÀ

Il binomio costo e qualità è il più grave problema che con realistica durezza si affaccia oggigiorno nel campo industriale e solo la perfetta soluzione di questo può assicurare l'affermazione del prodotto e la prosperità del lavoro.

La conferma di ciò nel campo radioelettrico ci è data dalla copiosa produzione che le nazioni all'avanguardia riescono ad importare nel nostro paese ad un prezzo che, pur aggravato dagli oneri doganali e da quelli di trasporto, gareggia in concorrenza con la produzione nazionale. Questo è da attribuirsi unicamente alla specializzazione dell'indirizzo produttivo.

Pioniera di questo sano concetto industriale è la Società **Mial** che magistralmente guidata dai titolari, fratelli San Pietro, costruisce da più di quattordici anni un prodotto chiave per l'industria radio. A stima della qualità di questo prodotto basterà al lettore pensare agli innumerevoli perfezionamenti avvenuti in questo tempo; perfezionamenti dovuti non soltanto per l'infaticabile opera dei tecnici che in laboratorio hanno continuamente studiato e sperimentato, ma anche per merito di tutti coloro sui quali è gravata la responsabilità della produzione: dal capo sala alla modesta operaia addetta al lavoro di linea, che migliorandosi ogni giorno ha capito che il suo manufatto è altrettanto veloce sia se eseguito perfettamente o se raffazzonato.

Se si dovesse porre il nome di una ditta a sinonimo di un prodotto, il nome **Mial** sarebbe certamente il primo che affiorerebbe nella mente dei tecnici e dei costruttori quale sinonimo di condensatori a mica.

E' con vero interesse che abbiamo visitato lo stabilimento di Via Rovetta n. 18, dove abbiamo notato che le attività della **Mial** sono rivolte sulla produzione in grande scala industriale di condensatori a mica argentata e di potenziometri a grafite di ridottissime dimensioni per radio. Ad ognuno di questi rami produttivi è affiancato un laboratorio che oltre al compito della sperimentazione e del varo di un prodotto da costruire in serie, ha quello di seguirne tecnicamente la costruzione e di operare, se richiesto, opportune modifiche.

La dotazione tecnica di questi laboratori è aggiornatissima, sia per quanto concerne la documentazione tecnica, sia per quanto riguarda gli strumenti di misura necessari all'indagine sperimentale.

Compito dei laboratori è infine quello di curare i dispositivi di collaudo in maniera tale da escludere ogni possibilità di errore da parte dei collaudatori (sia dei semilavorati che del prodotto finito) ed in questa rigidità di controllo va appunto ricercata l'omogeneità dei prodotti **Mial.**

Nell'ambito di questi dispositivi abbiamo potuto constatare la perfetta efficienza di apparecchi che costituiscono innovazioni tecnologiche di grande pregio, il cui impiego nel complesso **Mial** è da tempo entrato in funzione, ed altri ancora che ben presto saranno utilizzati per incrementare la produzione e la qualità.

I reparti di fabbricazioni sono coadiuvati da una officina suddivisa in tre sezioni: tranceria, attrezzeria e manutenzione, ed è appunto da queste sezioni

APPLICAZIONI

Nei radioricevitori e amplificatori come regolatore di volume e di tono

		PESO g.
Mod. 901 . 1	senza interruttore	35
Mod. 901 . 2	con interruttore unipolare	40

ELENCO COMPLETO DEI TIPI DI COSTRUZIONE NORMALE

POTENZIOMETRI A VARIAZIONE LINEARE (curva 1) senza interruttore				POTENZIOMETRI A VARIAZ. ESPONENZIALE (curva 2) senza interruttore			
MODELLO	R in Ω	MODELLO	R in Ω	MODELLO	R in Ω	MODELLO	R in Ω
901 . 1/131	10.000	901 . 1/481	300.000	901 . 1/132	10.000	901 . 1/482	300.000
901 . 1/171	30.000	901 . 1/511	350.000	901 . 1/172	30.000	901 . 1/512	350.000
901 . 1/201	50.000	901 . 1/581	500.000	901 . 1/202	50.000	901 . 1/582	500.000
901 . 1/251	100.000	901 . 1/631	1.000.000	901 . 1/252	100.000	901 . 1/632	1.000.000
901 . 1/381	200.000	901 . 1/651	1.500.000	901 . 1/382	200.000	901 . 1/652	1.500.000
901 . 1/431	250.000	901 . 1/671	2.000.000	901 . 1/432	250.000	901 . 1/672	2.000.000

che si hanno i pezzi staccati occorrenti al montaggio, pezzi che vengono prodotti in serie con l'attrezzatura all'uopo costruita.

La genialità dell'attuale progressione dei vari stadi costruttivi è frutto di lunga esperienza nel campo da parte dei dirigenti tecnici e di un elevato grado di specializzazione nelle maestranze; ogni operazione è stata studiata nei minimi particolari, ed il frutto di questo ha inciso decisamente sui tempi di produzione e sulla qualità del prodotto.

Oltre alla costruzione dei condensatori di tipo normale, la **Mial** ha un reparto per la costruzione di condensatori pure a mica ma di tipo speciale.

Ma non vogliamo intrattenerci più a lungo su un prodotto che affermatosi da tempo, è ormai di completa conoscenza nell'ambito dei nostri lettori e passiamo quindi alla presentazione della seconda branca dell'attività di questa ditta che, come già abbiamo detto, è quella dei potenziometri in grafite.

Il nostro mercato in fatto di potenziometri in grafite ad uso radio non offriva grande scelta, e la produzione sembrava stabilizzata su tipi che per ingombro e prestazioni elettriche potevano ormai considerarsi antiquati; in seguito a queste considerazioni la **Mial** ha intrapreso la costruzione di potenziometri che assommano tutte le innovazioni più recenti in questo campo, innovazioni concernenti sia le tecnologie costruttive, sia la miniaturizzazione del prodotto.

Le caratteristiche dei potenziometri **Mial** sono:

— contatto diretto con spazzola in metallo speciale
— angolo di rotazione 325°
— angolo di rotazione per lo scatto dell'interruttore 20°
— tolleranza sul valore della resistenza ± 20 %
— carico massimo di lavoro 0,75 Watt
— carico ammissibile sull'interruttore 3 Amp - 125 Volt

Ed ecco l'elenco completo dei tipi di costruzione normale:

La conferma delle ottime qualità di questo prodotto sta nel vasto approvvigionamento che ne viene fatto dalle più importanti Ditte Costruttrici.

Con queste brevi note abbiamo voluto mettere in risalto l'opera meritoria svolta dai Dirigenti della **Mial** nel campo che ci accomuna nella grande ed operosa famiglia della radio.

E' nostra convinzione che tecnici e costruttori radio trarranno dall'impiego di questi prodotti pregiati le piena affermazione delle loro realizzazioni. *

PER UNA OTTIMA RICEZIONE.....

"PANGAMMA AM/FM"

E' QUESTO il nome della più moderna serie dei ricevitori della **Imcaradio** di Alessandria le cui eccezionali caratteristiche elettriche ed estetiche ci hanno indotto alla sua presentazione.

Nel mondo tecnico sono ben noti tutti i requisiti elettrici delle realizzazioni della **Imcaradio** affermatasi ormai dalla sua lunga esperienza sia nella costruzione dei ricevitori che nel campo radioprofessionale.

Con l'aggiunta del terzo programma ad opera della RAI, programma che viene irradiato su onda metrica e modulato in frequenza, abbiamo assistito ad una vera gara fra i costruttori radio nel presentare al pubblico una serie di apparecchi che rendesse possibile l'ascolto di tutti e tre i programmi ossia dei ricevitori AM/FM.

L'**Imcaradio** ha ancora una volta salvaguardato il suo prestigio con la serie « Pangamma ».

I ricevitori serie « Pangamma » sono costituiti da un telaio di alta frequenza unico per tutti i modelli e da telai alimentatori ed amplificatori di BF.

Il ricevitore « Pangamma » è stato costruito per la ricezione dei segnali a modulazione d'ampiezza nella banda completa da 13 metri a 500 metri e dei segnali a modulazione di frequenza nella banda completa da 88 a 108 MC/s.

La elevatissima sensibilità è assicurata da valvole di alta frequenza che precedono l'oscillatrice, nonchè della moderna costituzione dei trasformatori di media frequenza, mentre la eccezionale qualità musicale e di potenza, è ottenuta con adatti amplificatori di RF e dinamici pregiati.

Il telaio di alta frequenza è costituito da nove tubi « Miniature ».

Un tubo 6BA6 funziona quale amplificatore a RF sia per la gamma 13-500 metri (AM) sia per la gamma 88÷108 MC/s (F.M.); per la conversione di frequenza vengono usati due tubi, uno di tipo 6BE6 ed uno di tipo 6J6 i quali provvedono rispettivamente alla conversione a frequenza intermedia dei segnali AM e dei segnali FM.

I canali di amplificazione a FI sono distinti; per i segnali AM vi è uno stadio amplificatore a 460 KC/s costituito da un tubo di tipo 6BA6; per i segnali FM gli stadi amplificatori a 10,7 MC/s sono tre fra cui gli ultimi due hanno pure il compito di funzionare quali limitatori di ampiezza, ciascuno di questi tre stadi fa uso di un pentodo di tipo 6AU6.

La rivelazione dei segnali AM viene fatta da un doppio diodo triodo di tipo 6AT6 il quale provvede nel contempo alla regolazione automatica di sensibilità, alla preamplificazione di tensione della bassa frequenza rivelata sia dall'inviluppo modulato in FM che dall'inviluppo modulato in AM ed infine dei segnali forniti dal pick-up di un giradischi.

La rivelazione FM è operata tramite un discriminatore a sfasamento del tipo « a rapporto » ed un doppio diodo a catodo separati di tipo 6AL5.

I ricevitori « Pangamma » vengono consegnati per il funzionamento con il normale aereo per ricezione, da inserire nella boccola unipolare ceramica.

In queste condizioni esso serve tanto per AM che per FM. Nelle città sedi di stazioni FM e nel raggio medio di 15÷20 Km non occorre generalmente un aereo speciale per FM.

Per le condizioni di ricezione FM che non rientrano nelle condizioni suddette è stato previsto l'innesto di una discesa d'antenna simmetrica a 300 ohm di impedenza caratteristica.

AM — CONV. — MF. — RIV. — OSCIL. — AF — BF — FM — CONV. — MF limitatori — RIV. discriminat. — OSCIL.

Dati schematici del Pangamma AM/FM

Il gruppo « selettore » di concezione originalissima, può essere considerato il « cervello » dell'alta frequenza della serie « Pangamma » e realizza un deciso progresso tecnico.

A seconda del telaio di BF che segue l'AF si hanno i vari modelli della serie « Pangamma ».

Il modello **IF 121 Sopramobile** è costituito da un telaio « Pangamma » di AF seguito da un telaio comprendente uno stadio di BF costituito da un tubo 6AQ5 capace di fornire una potenza d'uscita di 4,5 Watt. Sempre su questo telaio è posta l'alimentazione a cui provvedono due tubi 6X5.

Il numero dei tubi elettronici di un ricevitore IF 121 è in totale 12 più un indicatore ottico di sintonia ad occhio magico.

Il modello **IF 142 Radiofono** assomma 14 tubi elettronici più occhio magico essendo costituito da un telaio « Pangamma » seguito da un telaio di BF con due valvole finali di potenza in push-pull (2×6AQ5) pilotate da un triodo 6C4 e due tubi rettificatori di tipo 6X5 per l'alimentazione.

Per la riproduzione vengono usati due dinamici la cui resa complessiva è di 10 Watt.

Il modello **IF 194 Radiofono** è composto da 19 tubi più occhio magico. Anche in questo tipo il telaio di alta frequenza è comune ai precedenti; i telai di BF che seguono sono due, di cui uno con pentodi finali di potenza montati in controfase ed eccitati da un triodo (2×6AQ5+1×6C4) ed il secondo con triodi finali di potenza montati in controfase (2×6A3+1×6C4) capaci di fornire una potenza modulata di 20 Watt la cui riproduzione viene eseguita tramite quattro dinamici.

Questi due ultimi tipi incorporano un riproduttore fonografico. *

RADIOMINUTERIE

REFIX

CORSO LODI 113 - Tel. 58.90.18

MILANO

R

E

F

R. 1	56x46	colonna	16	E. 1	98x133	colonna	28	E. 5	68x92	colonna	22
R. 2	56x46	colonna	20	E. 2	98x84	colonna	28	E. 6	68x58	colonna	22
R. 3	77x55	colonna	20	E. 3	56x74	colonna	20	F. 1	83x99	colonna	29
R. 4	100x80	colonna	28	E. 4	56x46	colonna	20				

SI POSSONO INOLTRE FORNIRE LAMELLE DI MISURE E DISEGNI DIVERSI

Prezzi di assoluta concorrenza

Tutto per la Radio

RESISTENZE FIRE adatte anche per ricevitori portatili

GRUPPI A. F. della Radioprodotti F. Z.

VALVOLE di tutti i tipi

SCATOLE montaggio 4 g. complete di valvole e mobile lusso L. 21.500

Vasto assortimento mobili
Parti staccate - Minuterie

Radioriparatori
Radiocostruttori

nel vostro interesse

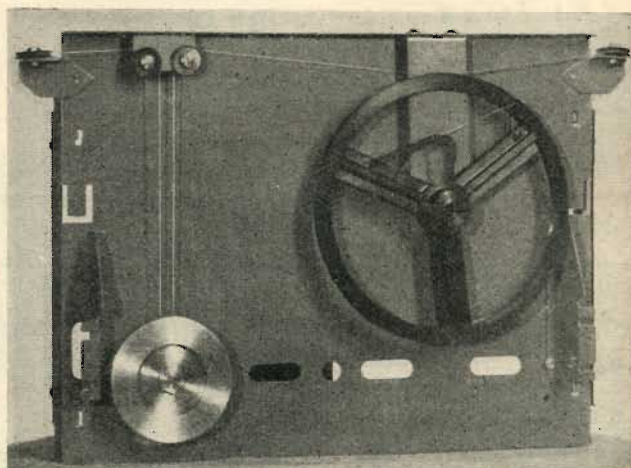
Visitateci!

S.A.R.E. RADIO - Reparto Accessori

V. Hayez 3 - MILANO - Telef. 278-378
(via Hayez ang. via Eustacchi)

OFFICINE «COAL»

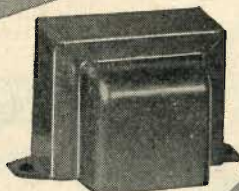
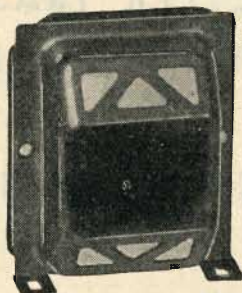
MILANO - VIA MARIO BIANCO 15 - TELEF. 280.892

SCALE PARLANTI

CARATTERISTICHE

- **Cristallo a specchio**
- **Lamiera ferro decappata**
- **Volano in ottone**
- **Verniciatura a fuoco**
- **Lavorazione accurata**

L'Avvolgitrice

di A. TORNAGHI

trasformatori radio

Costruzioni trasformatori industriali di piccola e media potenza - Autotrasformatori - Trasformatori per radio Riparazioni - Trasformatori per valvole "Rimlock„

UNICA SEDE:
MILANO - Via Termopili 38 - Tel. 28.79.78

Dott. Ing. ANTONIO NICOLICH

LA RELATIVITÀ DI ALBERT EINSTEIN

Alberto Einstein annunzia al mondo di aver completato la teoria unitaria della gravitazione e dell'elettromagnetismo. Per chiunque voglia mettersi in grado di comprendere domani il recente frutto della sua formidabile mente, la Editrice Il Rostro ha pubblicato un volumetto: **Ing. A. Nicolich, « La relatività di A. Einstein ».** Le sue 100 pagine possono familiarizzare ognuno cogli straordinari concetti informatori della nuova scienza, quali lo spazio-tempo tetradimensionale, la limitazione dell'universo, la moderna interpretazione della gravitazione universale, le geometrie non euclidee, le geodetiche del cronotopo, la curvatura degli iperspazi, la massa dell'energia atomica etc. L. 500

Dott. Ing. G. MANNINO PATANÈ

ELEMENTI DI TRIGONOMETRIA PIANA

ad uso dei radiotecnici

Il volume, di VIII-90 pagine, con 49 illustrazioni e VIII tabelle, redatto in forma elementare, richiama tra le funzioni trigonometriche e sinoidali quelle che trovano applicazione in radiotecnica. E quale sia l'importanza delle funzioni suddette è ben noto. Gli esempi riportati nelle parti terza e quarta del volume ne dànno un'idea. Essi sono il noto procedimento dello sviluppo in serie di Fourier, applicabile ad un'ampia classe di funzioni non sinusoidali del tempo, la espressione analitica del fattore di distorsione e la trattazione analitica delle modulazioni in ampiezza, in fase e in frequenza.

La giusta fama dell'Ing. G. Mannino Patané autore di pregevoli pubblicazioni è garanzia della serietà con la quale è stato redatto il volume. L. 500

EDITRICE IL ROSTRO - MILANO - VIA SENATO 24